



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**

***CAMPUS SOBRAL***

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE  
COMPUTAÇÃO**

**BRENNA THEODORA MACHADO MATOS RODRIGUES**

**CONVERSOR CC-CC HÍBRIDO DE ALTO GANHO COM CAPACITOR  
COMUTADO PARA APLICAÇÕES EM CONVERSÕES FOTOVOLTAICAS**

**SOBRAL**

**2023**

BRENNA THEODORA MACHADO MATOS RODRIGUES

CONVERTOR CC-CC HÍBRIDO DE ALTO GANHO COM CAPACITOR COMUTADO  
PARA APLICAÇÕES EM CONVERSÕES FOTOVOLTAICAS

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e Computação. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Kléber Cezar Alves de Sousa.

SOBRAL

2023

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Sistema de Bibliotecas

Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

---

- R611c Rodrigues, Brenna Theodora Machado Matos Rodrigues.  
CONVERSOR CC-CC HIBRIDO DE ALTO GANHO COM CAPACITOR COMUTADO PARA  
APLICAÇÕES EM CONVERSÕES FOTOVOLTAICAS / Brenna Theodora Machado Matos Rodrigues  
Rodrigues. – 2023.  
100 f. : il. color.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Campus de Sobral, Programa de Pós-Graduação  
em Engenharia Elétrica e de Computação, Sobral, 2023.  
Orientação: Prof. Dr. Kléber Cezar Alves de Souza.
1. Conversor Híbrido CC-CC. 2. conversor de alto ganho. 3. capacitor comutado. 4. conversor boost. I.  
Título.

CDD 621.3

---

BRENNA THEODORA MACHADO MATOS RODRIGUES

CONVERTOR CC-CC HÍBRIDO DE ALTO GANHO COM CAPACITOR COMUTADO  
PARA APLICAÇÕES EM CONVERSÕES FOTOVOLTAICAS

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e Computação. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Aprovada em: \_\_\_/\_\_\_/\_\_\_\_\_.

BANCA EXAMINADORA

---

Prof. Dr. Kléber Cezar Alves de Souza (Orientador)  
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará – *Campus* Sobral (IFCE)

---

Prof. PhD. Fernando Luiz Marcelo Antunes  
Universidade Federal do Ceará – *Campus* Fortaleza (PPGEE-UFC)

---

Prof. Dr. Adson Bezerra Moreira  
Universidade Federal do Ceará – *Campus* Sobral (PPGEEC-UFC)

---

Prof. Dr. Marcus Rogério de Castro  
Universidade Federal do Ceará – *Campus* Sobral (PPGEEC-UFC)

À Deus.

Aos meus pais, Luci e Reginildo (*in memoriam*), minhas irmãs Byatriz e Bruna, meu esposo Robério.

## AGRADECIMENTOS

À Deus pela vida, pelas conquistas e por ter me concedido coragem, para enfrentar cada dificuldade encontrada durante essa jornada.

Aos meus pais, José Reginildo (in memoriam) e Maria Luci por acreditar em mim e ter a certeza que eu conseguiria. Pelo amor, dedicação, ensinamentos e apoio incondicional em todos os momentos da minha vida, sempre fazendo tudo que estivesse ao alcance de suas mãos, a fim de que conseguisse percorrer minha caminhada com menor dificuldade. Em especial, meu eterno pai que hoje não se encontra mais presente em vida, para vivenciar essa conquista comigo. Amo vocês.

Agradeço as minhas queridas irmãs Byatriz Magire e Bruna Machado pelo apoio nessa caminhada, por acreditar junto comigo que seria possível realizar esse sonho.

Agradeço ao meu esposo Robério Oliveira, pelo companheirismo e ajuda em determinadas situações no desenvolvimento desta dissertação.

Agradeço a minha Vó Josefa por ter me ajudado nos momentos difíceis.

Agradeço ao professor orientador Dr. Kleber Cesar, pela dedicação, pela confiança depositada em mim, por me orientar de forma humana, por suas orientações impecáveis, as quais me forneceram todo o suporte necessário para o desenvolvimento da dissertação e por compartilhar comigo seus conhecimentos. Por sua atenção, disponibilidade, por entender as situações adversas ocorridas durante o desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço ao professor Dr. Edilson Mineiro de Sá por compartilhar comigo a ideia do conversor que gerou essa dissertação, obrigada!

Agradeço ao Maurício Moura pelo suporte, auxílio para o desenvolvimento desta dissertação.

À UFC, ao IFCE *campus* Sobral, por todo o suporte fornecido no laboratório de eletrônica do GPEM, com matérias, equipamentos, e o ambiente necessário para a execução deste trabalho.

À Fundação Cearense de Apoio ao Desenvolvimento Científico e Tecnológico (FUNCAP) pelo suporte financeiro.

“Para quem tem fé em Deus, o impossível é temporário.”

Anoar Silveira

## RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo e desenvolvimento de um conversor CC-CC híbrido de alto de ganho com capacitor comutado para aplicações em energia solar fotovoltaica. As análises qualitativas e quantitativas do conversor são apresentadas. O conversor proposto é baseado no conversor *boost* integrado às células de capacitor comutado com o acréscimo de um pequeno indutor ressonante. A modelagem matemática do conversor foi desenvolvida para determinar o valor de indutância ressonância, onde foi analisado o conversor para os valores de indutâncias de  $1.5\mu\text{H}$  à  $2\mu\text{H}$ , bem como o dimensionamento dos componentes. Este trabalho apresenta os resultados de simulação e resultados experimentais em que um protótipo de 200 W foi montado e os resultados são apresentados. Desta forma, esta proposta apresentou algumas vantagens: como ganho estático estendido, redução do estresse de tensão nos semicondutores e redução dos picos de corrente nos interruptores, também apresentou um rendimento máximo de 97,1% e foi obtido um ganho de tensão igual a 10.

**Palavras-chave:** Conversor Híbrido CC-CC; conversor de alto ganho; capacitor comutado; conversor boost.

## **ABSTRACT**

This work presents the study and development of a high-gain hybrid DC-DC converter with switched capacitor for photovoltaic solar energy applications. The qualitative and quantitative analyzes of the converter are presented. The proposed converter is based on the boost converter integrated in the switched capacitor cells with the addition of a small resonant inductor. The mathematical modeling of the converter was developed to determine the resonance inductance value, where the converter was analyzed for inductance values from 1.5U<sub>h</sub> to 2U<sub>h</sub>, as well as the dimensioning of the components. This work presents simulation results and experimental results in which a 200 W prototype was assembled and the results are presented. In this way, this proposal presented some advantages: such as extended static gain, reduction of voltage stress in semiconductors and reduction of current peaks in switches, it also presented a maximum efficiency of 97.1% and a voltage gain equal to 10 was obtained.

**Keywords:** Hybrid DC-DC converter; high gain converter; switched capacitor; boost converter.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1- Técnicas para elevação de tensão .....	21
Figura 2.2- Conversor <i>Boost</i> clássico.....	22
Figura 2.4-(a) Conversor <i>Boost</i> em cascata (b) Conversor <i>Boost</i> quadrático .....	23
Figura 2.5- Conversor <i>Boost</i> com VMC.....	24
Figura 2.6-. (a) VMC com capacitor e diodo, (b) VMC com capacitor, indutor e diodo, (c) VMC ressonante.....	25
Figura 2.7- Conversor <i>Boost</i> quadrático combinado com um VMC (a) positivo e .....	25
Figura 2.8- Conversor <i>Boost</i> com chave única baseado em células multiplicadoras de tensão	27
Figura 2.9- Conversor <i>Boost</i> -Flyback (a) conversor proposto por (TSENG, K.C.; LIANG, T. J, 2004), (b) conversor proposto por (ZAO; LEE, 2003), (c) conversor proposto por (SCHIMITZ; MARTINS; COELHO, 2017).....	28
Figura 2.10- Conversor CC-CC de alto ganho com indutor acoplado .....	29
Figura 2.11- Conversores a capacitor comutado (a) Configuração <i>Buck</i> (b) configuração <i>Boost</i> .....	30
Figura 2.12- Família de conversores ressonantes com capacitores comutados (a) Conversor abaixador, (b) Conversor elevador, (c) Inversor proposto por (CHENG,1998).....	32
Figura 2.13- Conversor abaixador com ganho de tensão $1/3$ e $1/4$ (a) Adição de uma célula, (b) Adição de duas células .....	33
Figura 2.14- Inversor com ganho de tensão $1/3$ e $1/4$ (a) Inversor com uma única célula, (b) Inversor com duas células.....	33
Figura 2.15- Conversor elevador com de ganho de tensão (a) Elevador de uma célula (b) Elevador de duas células.....	34
Figura 3.1- Conversor Proposto. ....	37
Figura 3.2- Formas de ondas teóricas do conversor proposto. ....	37
Figura 3.3- Primeira etapa de operação. ....	38
Figura 3.4- Segunda etapa de operação .....	41
Figura 3.5- Terceira etapa de operação .....	44
Figura 3.6- Quarta etapa operação.....	47
Figura 3.7- Comparação do ganho estático do conversor proposto com topologias propostas na literatura. ....	52
Figura 4.1- Formas de onda para os valores de indutância de $1.5 \mu\text{H}$ a $2 \mu\text{H}$ . (a) Planilha matemática, (b) Conversor simulado no <i>software</i> PSIM.....	57

Figura 4.2- Formas de ondas da corrente no indutor $L_r$ com valor de $1.7\mu\text{H}$ (a) por planilha e (b) por simulação .....	58
Figura 5.1- Estrutura simulada do conversor.....	62
Figura 5.2- Tensão e corrente na entrada do conversor.....	62
Figura 5.3- Tensão e corrente na saída do conversor .....	63
Figura 5.4- Tensão nas chaves $V_{g1}$ e $V_{g2}$ .....	63
Figura 5.5- Correntes nos indutores $I_{L1}$ e $I_{Lr}$ .....	64
Figura 5.6- Tensão nos capacitores $C_1$ , $C_2$ e $C_3$ .....	64
Figura 5.7- Tensão nos capacitores $C_4$ e $C_5$ .....	65
Figura 5.8- Tensão e corrente nos interruptores.....	65
Figura 5.9- Tensão nos diodos $D_1$ , $D_2$ , $D_3$ e $D_4$ .....	66
Figura 6.1 Protótipo do conversor .....	68
Figura 6.2- Formas de onda da tensão e corrente de entrada ( $V_{in}$ e $I_{in}$ ) e saída ( $V_o$ e $I_o$ ) .....	69
Figura 6.3- Formas de onda da corrente no indutor de entrada ( $I_{L1}$ ), corrente no indutor ressonante ( $I_{Lr}$ ) e sinal no gatilho dos MOSFETs .....	69
Figura 6.4- Formas de onda da tensão nos capacitores $C_1$ , $C_2$ e $C_3$ .....	70
Figura 6.5- Formas de onda da tensão nos capacitores $C_4$ e $C_5$ .....	70
Figura 6.6- Formas de onda da tensão e corrente nos diodos $D_1$ e $D_3$ .....	71
Figura 6.7- Formas de onda da tensão e corrente nos diodos $D_2$ e $D_4$ .....	71
Figura 6.8- Tensão e corrente nos MOSFETs $S_1$ e $S_2$ .....	71
Figura 6.10- Rendimento do conversor proposto e do conversor modificado. ....	72

## LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1- Parâmetros de projeto .....	53
Tabela 4.2- Parâmetros nominais de operação do conversor proposto .....	54
Tabela 4.3- Parâmetros do indutor de entrada $L_1$ .....	55
Tabela 4.5- Parâmetros do capacitor $C_2$ .....	56
Tabela 4.6- Parâmetros dos capacitores $C_1$ , $C_3$ , $C_4$ e $C_5$ .....	57
Tabela 4.7- Parâmetros do indutor de ressonância $L_r$ .....	58
Tabela 4.8-Esforços no interruptor $S_2$ para as condições normais de operação do conversor .	59
Tabela 4.9- Esforços nos diodos $D_2$ e $D_4$ para as condições normais de operação do conversor .....	60
Tabela 4.10- Esforços nos diodos $D_1$ e $D_3$ para as condições normais de operação do conversor .....	60
Tabela 4.11- Especificações dos diodos e interruptores.....	60
Tabela 6.1- Especificação dos componentes utilizados para montagem do protótipo. ....	67
Tabela 6.2-Parâmetros de projeto .....	67
Tabela 6.3- Lista de componentes .....	68

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente Continua
CA	Corrente Alternda
FV	Fotovoltaico
SC	<i>Switched Capacitor</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor</i>
VMCs	<i>Voltage Multiplier Cells</i>
MCC	Modo de Condução Continua

## LISTA DE SIMBOLOS

$P_{in}$	Potência de Entrada
$P_o$	Potência de Saída
$V_{in}$	Tensão de Entrada
$V_o$	Tensão de Saída
$I_{in}$	Corrente de Entrada
$I_o$	Corrente de Saída
$L_1$	Indutor do Conversor <i>Boost</i>
$L_r$	Indutor Ressonante
$C_1, C_3, C_2, C_4$ e $C_5$	Capacitores 1, 2, 3 e 4 do Conversor
$D1, D2, D3$ e $D4$	Diodos 1, 2, 3 e 4 do Conversor
$S_1$ e $S_2$	Interruptores Controlados do Conversor
$D$	Razão Cíclica
$f_s$	Frequência de Comutação
$T_s$	Período de Comutação
$\Delta Q$	Variação de carga
$V_{S2\_MED}$	Tensão Média no Interruptor $S_2$
$V_{S2\_RMS}$	Tensão Eficaz no Interruptor $S_2$
$I_{S2\_MED}$	Corrente Média no Interruptor $S_2$
$I_{S2\_RMS}$	Corrente Eficaz no Interruptor $S_2$
$V_{D2\_MED}, V_{D4\_MED}$	Tensões Médias nos Diodos $D2$ e $D4$
$V_{D2\_RMS}, V_{D4\_RMS}$	Tensões Eficazes nos Diodos $D2$ e $D4$
$V_{D1\_MED}, V_{D3\_MED}$	Tensões Médias nos Diodos $D1$ e $D3$
$V_{D1\_RMS}, V_{D3\_RMS}$	Tensões Médias nos Diodos $D1$ e $D3$

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>17</b>
1.1	Motivação.....	19
1.2	Estrutura do trabalho.....	20
<b>2</b>	<b>TÉCNICAS PARA ELEVAÇÃO DE TENSÃO.....</b>	<b>21</b>
2.1	Introdução .....	21
2.2	Conversores elevadores de tensão .....	21
2.3	Conversores elevadores não isolados .....	22
2.4	Conversores CC-CC em cascata.....	22
2.5	Conversores CC-CC com células multiplicadoras de tensão .....	24
2.6	Conversores CC-CC elevadores com indutores acoplados .....	27
2.7	Conversores com capacitores comutados .....	29
2.8	Conversores Ressonantes .....	31
2.9	Considerações finais.....	35
<b>3</b>	<b>Conversor CC-CC híbrido de alto ganho com capacitor comutado e indutor ressonante aplicado a conversão fotovoltaica .....</b>	<b>36</b>
3.1	Introdução .....	36
3.2	Conversor Proposto .....	36
3.3	Etapas de Operação .....	37
3.3.1	<i>Etapa 1</i> ( $t_0-t_1$ ).....	37
3.3.2	<i>Segundo Estágio</i> [ $t_1, t_2$ ].....	40
3.3.3	<i>Terceiro Estágio</i> [ $t_3, t_4$ ].....	43
3.3.4	<i>Quarto Estágio</i> [ $t_3, t_4$ ].....	46
3.4	Ganho estático .....	49
3.5	Considerações finais.....	52
<b>4</b>	<b>dimensionamento do conversor proposto.....</b>	<b>53</b>

4.1	Introdução .....	53
4.2	Dimensionamento dos componentes nominais do conversor .....	53
4.3	Cálculo dos principais parâmetros.....	53
4.4	Cálculo dos principais parâmetros.....	53
4.5	Dimensionamento do indutor $L_1$ .....	54
4.6	Dimensionamento do capacitor $C_2$ .....	55
4.7	Dimensionamento das capacitâncias dos capacitores $C_4$ e $C_5$ .....	56
4.8	Desenvolvimento do valor da indutância $L_r$ .....	57
4.9	Dimensionamento do interruptor $S_2$ .....	59
4.10	Dimensionamento dos diodos $D_2$ e $D_4$ .....	59
4.11	Dimensionamento dos diodos $D_1$ e $D_3$ .....	60
4.12	Especificação dos semicondutores escolhidos para o conversor.....	60
4.13	Considerações finais.....	61
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....	62
5.1	Introdução .....	62
5.2	Considerações finais.....	66
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	67
6.1	Introdução .....	67
6.2	Ensaio do conversor proposto.....	67
6.3	Rendimento do conversor.....	71
6.4	Considerações Finais .....	72
7	CONCLUSÃO .....	73
	REFERÊNCIAS .....	74
	Apendice A- Dimensionamento do indutor $L_1$ .....	79
	Apendice B- dimensionamento do indutor $L_r$ .....	89

## 1 INTRODUÇÃO

O aumento do consumo de energia elétrica no mundo fez surgir a necessidade do desenvolvimento de novos meios de energias renováveis, bem como equipamentos elétricos que pudessem processar essa energia. Com isso, novas patologias (conversores) começaram a ser desenvolvidos e inseridos com o propósito de estabelecer ao consumidor final, uma entrega de energia mais eficiente e versátil.

Os conversores estáticos podem ser classificados como: Conversores CC-CC; conversores ou retificadores CA-CC; conversores ou inversores CA-CC e conversores CA-CA. Neste sentido, esses conversores são circuitos constituídos por elementos semicondutores que operam como interruptores, possuindo também dispositivos magnéticos, capacitores e resistores (BARBI, 2022).

Entretanto, por esses conversores trabalharem com elevadas frequências de comutação, eles necessitam que em seu desenvolvimento apresentam maior eficiência, menor custo e estrutura com volume reduzido (OLIVEIRA, 2021).

Dentre muitas aplicações, os conversores estáticos vêm se destacando nos sistemas de processamento de energia renovável. As fontes de energias renováveis configuram-se como os principais meios de geração de energia limpa e inesgotável. Essas fontes, surgiram com a finalidade de produção de energia doméstica, mitigando os impactos causados pelo uso de combustíveis fósseis que agridem o meio ambiente (BELLINI; BIFARETTI; IACOVONE, 2010).

Não obstante, dentre as fontes de energias renováveis, a energia elétrica gerada por meio de células fotovoltaicas (FV) apresentam uma boa forma de geração de energia . Uma vez que são consideradas uma fonte de energia gratuita, abundante e limpa (DE BRITO *et al.*, 2013).

No entanto, as células fotovoltaicas apresentam baixa tensão em seus terminais (variando de 30 V a 45 V) (DAS; PAL; AGARWAL, 2019). Deste modo, os conversores estáticos CC-CC, apresentam um papel importante para a energia solar adequando os níveis de tensão e/ ou corrente, constante na saída (MAYER, 2019), de modo a tornar possível sua utilização. Esses circuitos podem ser configurados em isolados e não isolados. Os tipos isolados possuem indutores acoplados em sua topologia, exemplos de topologias que apresentam essa configuração são os conversores *Flyback*, *Forward*, *Push-Pull* etc. Para a configuração não

isolada, os conversores não possuem isolamento galvânica, algumas topologias desse tipo são: *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Cuk*, *Sepic* e *Zeta* (OLIVEIRA, 2021).

Vista a necessidade de se elevar a tensão gerada por células fotovoltaicas, conversores CC-CC de alto ganho começaram a ser desenvolvidas. A topologia que apresenta o conversor *Boost* possui como característica, elevar a tensão de saída tornando-o mais utilizado em aplicações que exigem esse elevado ganho, aliado à sua simplicidade e baixo custo. Entretanto, o conversor *Boost* apresenta ciclos de trabalho extremos, bem como picos de tensão, problema de recuperação reversa e perdas por condução (CB ALI *et al.*, 2021) (SAMIULLAH *et al.*, 2021), quando aplicado para níveis de tensão altos. Assim, o conversor *Boost* convencional não é adequado para um ganho de tensão elevado (MAHMOOD, 2021). Porém, muitas técnicas são propostas para obter um maior ganho de tensão e resolver os problemas mencionados (ZHAO; CHEN, 2021).

Diversas topologias são propostas para alcançar um elevado ganho de tensão. Uma das técnicas é o uso de Transformadores. Esse ganho é obtido aumentando a relação de transformação do transformador, que devido seu custo, tamanho e peso implicam no aumento do valor do conversor. Além disso, os transformadores também introduzem não-idealidades no sistema (MAHMOOD, 2021) e perdas de comutação elevadas, devido à sua indutância de fuga (SALEHI *et al.*, 2019).

Outra técnica mencionada na literatura aplicada aos conversores de alto ganho é o indutor comutado, no qual, dois indutores são carregados em paralelo e desenergizados em série reduzindo a ondulação de corrente na entrada (LI; SOON; SATHIAKUMAR, 2018) (WU; RUAN; YE, 2018). Infelizmente, a corrente de entrada é descontínua. Além disso, o diodo de saída está sujeito a estresse de alta tensão. Sendo necessário um grande número de dispositivos, incluindo componentes passivos e semicondutores de potência (ZHAO; CHEN, 2021).

As células de capacitores comutados (SC), se destacam para elevar ganhos tensão por apresentam alta eficiência, alta densidade de potência e peso leve (YANG; YU; ZANG, 2019). Os conversores SC surgiram para melhorar a eficiência e obter conversores mais compactos.

Os conversores (SC) surgiram na década de 70, quando Dickson desenvolveu um projeto que consistia em um grupo de diodo-capacitor de duas fases (DICKSON, 1976), porém nessa década, os circuitos de conversão SC ainda não tinham um alto desempenho. Foi então, que a partir dos anos 80 com o advento do MOSFET e de capacitores cerâmicos, deu-se início

a abertura de mercado. Percebeu-se que a inserção desses dispositivos em circuitos como SC, poderiam ser implementados com a finalidade de melhorar a configuração dos circuitos, bem como o seu desempenho. Os circuitos SC tornaram-se então, uma *charge-pump* ou “bomba de carga” apresentando uma melhor eficiência, no âmbito de elevar ou abaixar a tensão de saída (UMENO *et al.*, 1990).

Diante do exposto, os primeiros conversores com capacitores comutados foram desenvolvidos por um grupo de pesquisadores de Kumoto no Japão, em que se criou um circuito com uma tensão CC não regulada para uma tensão CC regulada (IOINOVICI, 2001) (CHEONG; CHUNG; IOINOVICI, 1994). Com isso, buscou-se aprimorar tais circuitos através de medidas que foram sendo ampliadas cada vez mais. Assim, no ano 1997, Zhu e Ioinovivi, desenvolveram uma análise abrangente sobre os conversores SCC em estado estacionário (ZHU; IOINOVICI, 1997).

Conforme destacado, os conversores SC são integrados parcialmente por semicondutores e capacitores que convertem ou invertem as tensões CC. Contudo, eles funcionam como multiplicadores ou divisores de tensão. Além dessas características tornam-se mais eficientes, por apresentarem peso leve e pequeno volume, ao contrário dos conversores tradicionais que em sua estrutura agregam indutores (NGO; WEBSTER, 1994) (CHANG; CHEN, 2014), como exemplo: topologias de conversores cuja estrutura utiliza transformadores e outros componentes que a torna volumosa, complexa e de alto custo, não favorecendo seu desenvolvimento (ALI KHAN *et al.*, 2019).

Baseado neste histórico evolutivo, este trabalho consiste em apresentar um conversor CC-CC híbrido de alto ganho para aplicações em energias renováveis. Além deste fato, também é apresentado sua modelagem matemática onde se espera encontrar valores de tensão dos capacitores, como também o valor de corrente do indutor ressonante. Para tais análises, montou-se um protótipo de 200W em bancada.

## 1.1 Motivação

A motivação para esse trabalho consiste no desenvolvimento de um conversor CC-CC de alto ganho, utilizando à combinação de um conversor *Boost* com células de capacitores comutados, bem como a inserção de um indutor ressonante para reduzir os picos de corrente nos semicondutores, para ser aplicado na geração e distribuição de energia fotovoltaica. Arelado a isto, desenvolveu-se a modelagem matemática do conversor acima mencionado, afim de encontrar os valores de tensão dos capacitores, assim como, o valor de corrente do

indutor ressonante.

## 1.2 Estrutura do trabalho

O texto desta dissertação está dividido em sete capítulos, apresentando conceitos básicos, revisão bibliográfica, análise matemática, resultados de simulações, resultados experimentais e conclusões.

O primeiro capítulo apresenta uma abordagem sobre o assunto que irá desenvolver-se ao longo desta dissertação. Discutindo-se também, a respeito das técnicas utilizadas para obter-se elevados ganhos de tensão.

O segundo capítulo traz uma revisão de literatura no que concerne as principais técnicas de elevação de tensão, analisando-as quanto a complexidade de desenvolvimento, número de componentes e a topologia proposta do trabalho. No terceiro parágrafo apresenta-se as formas de onda teóricas e suas respectivas etapas de operação, bem como todo equacionamento equivalente. Apresenta-se também, o desenvolvimento do valor de indutância e ganho estático do conversor.

No quarto capítulo mostra-se o dimensionamento dos componentes utilizados para o desenvolvimento do conversor. No quinto capítulo encontram-se os resultados da simulação do conversor no *software* PSIM. O sexto capítulo consiste nos resultados experimentais desenvolvidos em laboratório. O sétimo capítulo se apresenta a conclusão deste trabalho e algumas propostas para trabalhos futuros. Por fim, o texto possui alguns apêndices que apresentam detalhes importantes discutidos ao longo desta dissertação.

## 2 TÉCNICAS PARA ELEVAÇÃO DE TENSÃO

### 2.1 Introdução

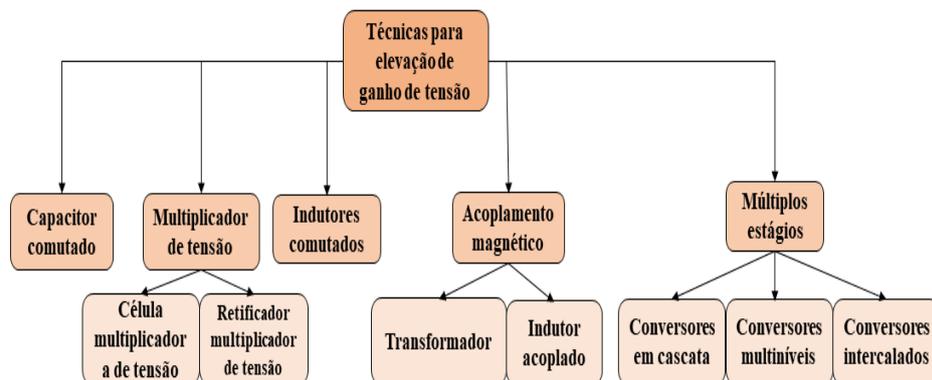
Neste capítulo apresenta-se uma revisão de literatura a respeito das principais topologias e configurações que são utilizadas para a elevação do ganho de tensão, que são diferenciadas por funcionalidade, meio da quantidade de componentes e complexidade. Com este capítulo, objetiva-se apresentar também, o estudo utilizado para embasamento da topologia desenvolvida.

### 2.2 Conversores elevadores de tensão

Conversores CC-CC elevadores de tensão ou conversores *step-up*, são conversores que apresentam como principal característica, a conversão de baixas tensões contínuas em níveis de tensão elevadas. Essa elevação de tensão dá-se através do ganho de tensão do conversor, que é obtido por meio de dispositivos de potência, como indutores e capacitores (HU; GONG, 2014).

Geralmente, esses conversores empregam-se amplamente em sistemas de geração de energia renovável, aplicações industriais e veículos elétricos, em que se apresentam baixos níveis de tensão na saída, comumente na faixa de 25 a 45 V (ZANG *et al*, 2022). Entretanto, usa-se os conversores elevadores para implementar vários níveis tensão. Apresenta-se na literatura, para a elevação de tensão uma ampla categorização de técnicas de aumento de tensão a serem implementadas, como podemos observar a Figura 2.1.

Figura 2.1- Técnicas para elevação de tensão.

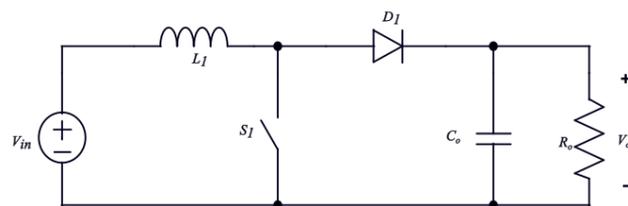


Fonte: Adaptada de (FOROUZESH *et al*, 2017).

### 2.3 Conversores elevadores não isolados

O conversor *Boost* convencional apresentado na Figura 2.2, é empregado como uma das soluções para ganho de alto tensão na categoria dos conversores não isolados, por apresentar estrutura simples, corrente de entrada contínua (PARK; MOON; YOUN, 2011), baixo custo e alta eficiência (ZHU; ZHANG; LI; RAN, 2017). Esse conversor pode ser utilizado em aplicações emergentes sem isolamento, que podem ser: sistemas fotovoltaicos, fontes de alimentação interruptas, automóveis e sistemas de telecomunicações (VÁZQUEZ; ESTRADA; HERNÁNDEZ; RODRIGUES, 2007).

Figura 2.2- Conversor *Boost* clássico.



Fonte: elaborada pela autora.

Por conta desta característica, para se obter elevados ganhos de tensão o conversor *boost* normalmente opera com taxas de serviços extremas. Essa elevada taxa de serviço acarreta problemas de recuperação reversa do diodo, uma vez que este está operando por um curto período de tempo. Contudo, maiores oscilações e elevada corrente de entrada somada a alta tensão na saída, torna a eficiência do conversor reduzida (MUHAMMAD; ARMOSTRONG; ELGENDY, 2016). Além disso, teoricamente o ganho estático do conversor tende a ser infinito, porém em termos práticos tal ganho torna-se limitado devido as perdas nos dispositivos; indutores e semicondutores decorridos das suas resistências intrínsecas (ALCAZAR; OLIVEIRA; TOFOLI; BASCOPE, 2013).

Devido as limitações apresentadas do conversor boost, várias topologias de conversores CC-CC têm sido relatadas na literatura, a fim de mitigar tais limitações. Dentre elas, destacam-se conversores em cascata, conversores com células multiplicadoras de tensão, conversores com capacitores comutados, conversores com indutores acoplados e conversores ressonantes (KUMAR; VEERACHARY, 2016) que serão abordados a seguir.

### 2.4 Conversores CC-CC em cascata

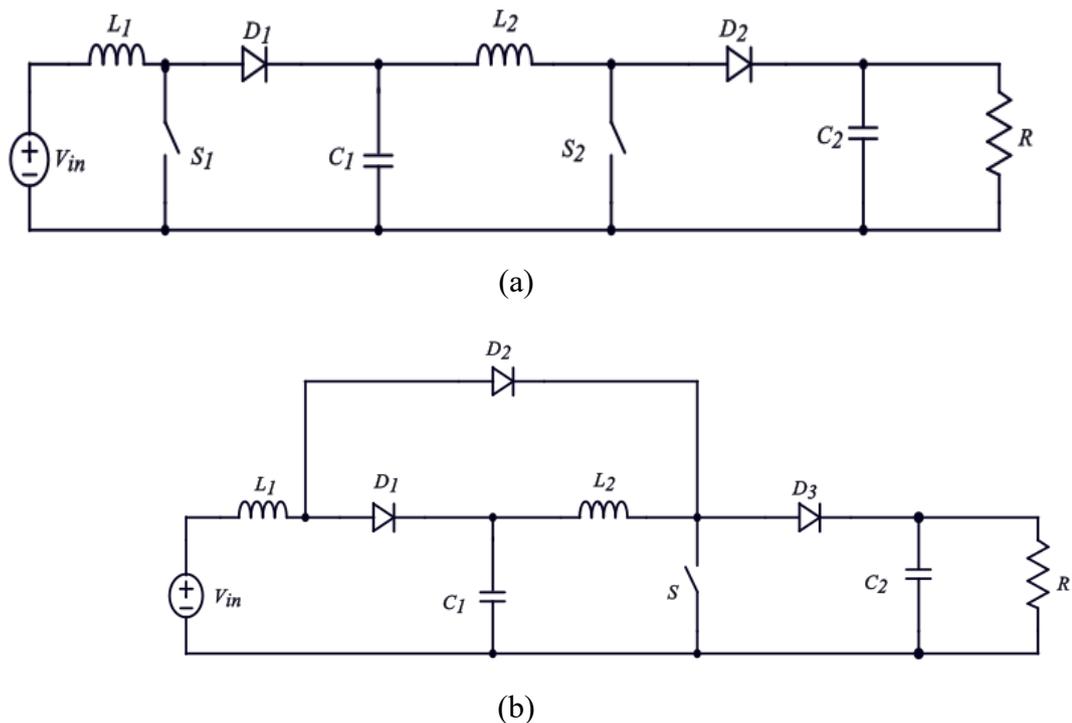
A topologia do conversor CC-CC em cascata convencional, é geralmente empregada entre a fonte de entrada e a carga (CHEN *et al*, 2006). Os conversores em cascata

são utilizados para diminuir o estresse de tensão nos componentes no momento da comutação, solucionando problemas de recuperação reversa. (DELSHAD; MOHAMMADI; MOOSAVI, 2012).

A configuração em cascata pode ser representada por dois ou mais conversores conectados, chamados de grupo quadrático. Esse grupo é conhecido como conversor boost em cascata e Conversor boost quadrático, apresentadas nas figuras 2.4 (a) e 2.4 (b), respectivamente.

É possível observar que para simplificar o circuito da figura 2.4 (a) fez-se necessário, a inserção de um terceiro diodo que pode ser visto na figura 2.4 (b), na qual os interruptores do conversor boost em cascata podem ser substituídos, apenas por um único interruptor em uma estrutura chamada conversor boost quadrático (FOROUZESH et al, 2017).

Figura 2.3-(a) Conversor *Boost* em cascata (b) Conversor *Boost* quadrático.



Fonte: Adaptada de (FOROUZESH et al, 2017).

Na análise realizada por (BOUJEBEN. N et al, 2017), observou-se a comparação entre o conversor boost convencional, conversor boost em cascata e o conversor boost quadrático, obtendo como resultado a maior capacidade que o conversor boost em cascata possui, de elevar sua tensão de saída mesmo com uma tensão de entrada muito baixa. Ademais, analisou-se que a eficiência desse mesmo conversor se mostrou a melhor quando comparada aos outros dois tipos estudados. Embora a topologia do conversor boost quadrático com um

único interruptor seja bastante atraente, traz consigo uma eficiência muito menor comparada com a topologia em cascata.

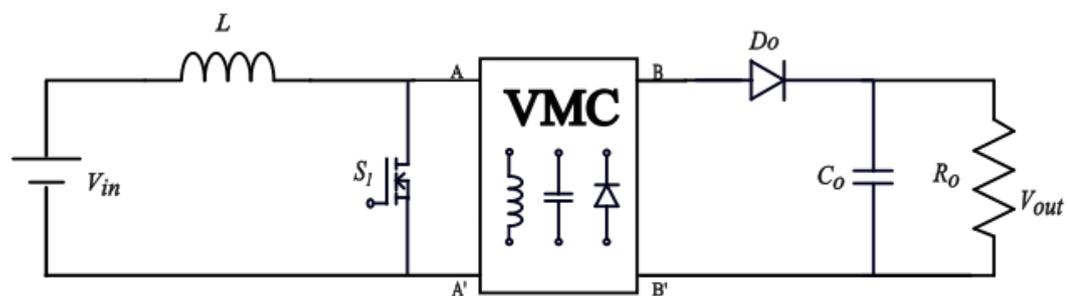
Deste modo, segundo (SCHMITZ; MARTINS; COELHO, 2016), conversores em cascata são métodos simples para elevar o ganho de tensão, porém para casos em que se deseja uma maior elevação de tensão, tais topologias apresentam vários estágios exigindo um número maior de componentes, aumentando o custo e reduzindo a eficiência da estrutura.

## 2.5 Conversores CC-CC com células multiplicadoras de tensão

Os circuitos multiplicadores de tensão, apresentam baixo custo, maior eficiência e topologias simples, visto que se compõem por conjuntos de capacitores chaveados e diodos, responsáveis pela obtenção de elevados níveis de tensão de saída (KALDAGI; DHANALAKSHMI, 2018). Células multiplicadoras de tensão (conhecidas também do inglês como *voltage multiplier cells* – VMCs), podem empregar ou não as técnicas de indutor acoplado e capacitor comutado e aplicam-se em conversores CC-CC (geralmente empregada após o interruptor principal, afim de reduzir o estresse de tensão no interruptor e elevar o ganho de tensão) (FOROUZESH et al, 2017).

A Figura 2.5 representa o conversor *Boost* com VMC. VMCs clássicos são apresentadas na Figura 2.6.

Figura 2.4- Conversor *Boost* com VMC.



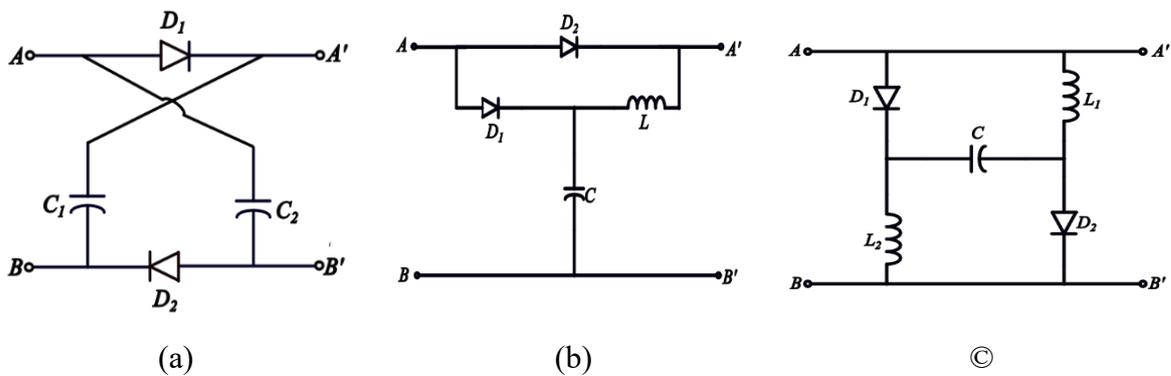
Fonte: Adaptada de (FOROUZESH et al, 2017).

Os VMCs combinados com outras topologias, como por exemplo os indutores acoplados apresentam diversas vantagens: 1) Possibilidade de ajustar o ganho estático pela relação de espiras do indutor acoplado. 2) interruptores de potência com baixas tensões. 3) Emprego de número reduzido de chaves ativas, pois não são necessárias mais do que duas, implicando em circuitos de controle relativamente simples, dentre outras vantagens possíveis de alcançar utilizando-se a união delas. Além disso, devido a essas características distintas o

indutor acoplado junto às células multiplicadoras de tensão tornou-se uma das técnicas mais eficazes, usadas para aumentar ainda mais o ganho estático de conversores CC-CC (SCHMITZ; MARTINS; COELHO, 2020), na figura 2.6 são apresentas algumas estruturas de VMCs clássicos.

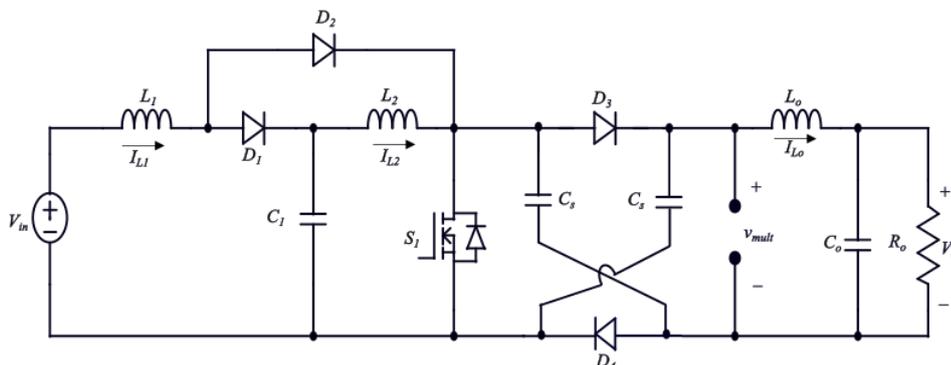
A técnica VMC combina-se também, com um conversor *Boost* quadrático para aplicações em que se necessita do ganho de altas tensões, e também reduzir-se o estresse de tensão em dispositivos ativos e passivos. No trabalho apresentado por (RAMOS *et al*, 2017) utiliza-se a técnica do conversor quadrático aliado ao VMC. A topologia apresenta um conversor multiplicador de tensão positivo e um conversor com multiplicação negativa. Os circuitos elétricos resultantes são mostrados na Figura 2.7 (a) multiplicador de tensão positivo, (b) multiplicador de tensão negativa. O conversor apresentou em seus resultados experimentais, um valor de *overshoot* alto, o que pode ocasionar danos nos dispositivos. No entanto, a vantagem do conversor, deu-se por meio do elevado ganho tensão na saída com correntes de entrada e saída não pulsantes.

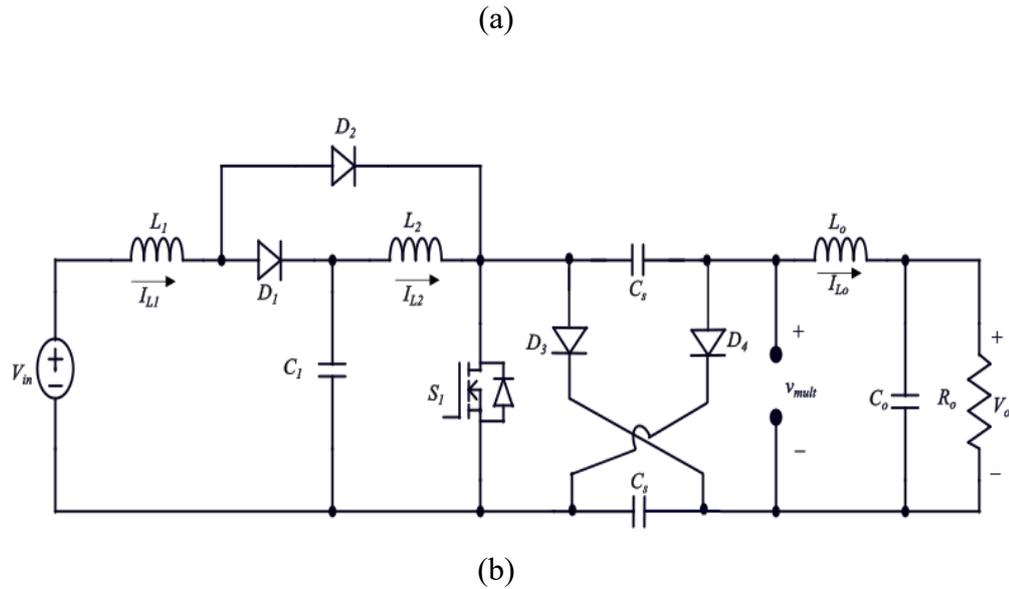
Figura 2.5-. (a) VMC com capacitor e diodo, (b) VMC com capacitor, indutor e diodo, (c) VMC ressonante.



Fonte: Adaptada de (FOROUZESH *et al*, 2017).

Figura 2.6- Conversor Boost quadrático combinado com um VMC (a) positivo e (b) negativo.



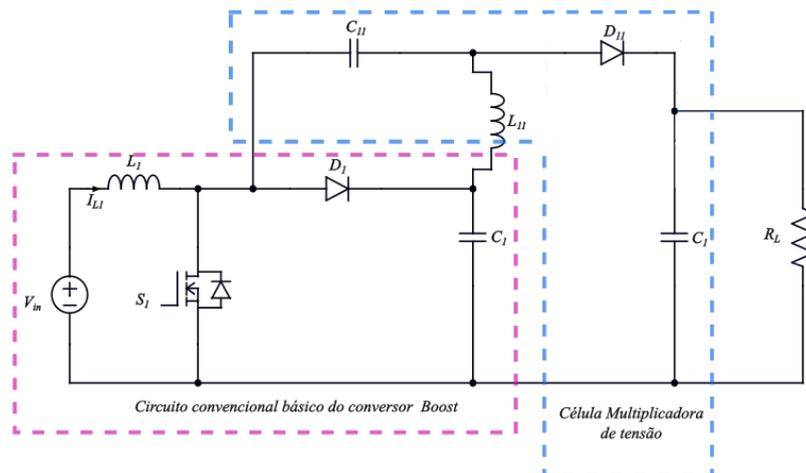


Fonte: Adaptada de (RAMOS *et al*, 2017).

Outra forma na qual utiliza-se essa técnica é com o conversor *Boost*. (ZHU *et al*, 2019), apresentada na Figura 2.7, com diversas configurações gerais a respeito dessa técnica. No entanto, com o objetivo de demonstrar o princípio de funcionamento desta configuração, o autor optou por analisar uma única estrutura em que se adicionou uma célula. A topologia do conversor para a célula multiplicadora de tensão é composta por um indutor, um diodo e dois capacitores. No entanto, sabe-se que o número de células pode ser aumentado, por conseguinte esse aumento pode acarretar em uma desvantagem para o conversor. A configuração proposta por (ZHU *et al*, 2019), apresentou vantagens quando comparada a outros conversores. Ocorre que, por possuir apenas um interruptor, não possuir acoplamento magnético, quando comparado com o conversor *Boost* clássico a estrutura apresenta-se em uma ampla faixa de razões cíclicas em que se consegue operar de maneira eficiente.

Observando a Figura 2.8 a parte pontilhada em cor rosa, representa o circuito conversor *Boost* tradicional, enquanto a parte pontilhada em azul apresenta as o circuito com células de capacitores comutados.

Figura 2.7- Conversor *Boost* com chave única baseado em células multiplicadoras de tensão.



Fonte: Adaptada de (ZHU *et al*, 2019).

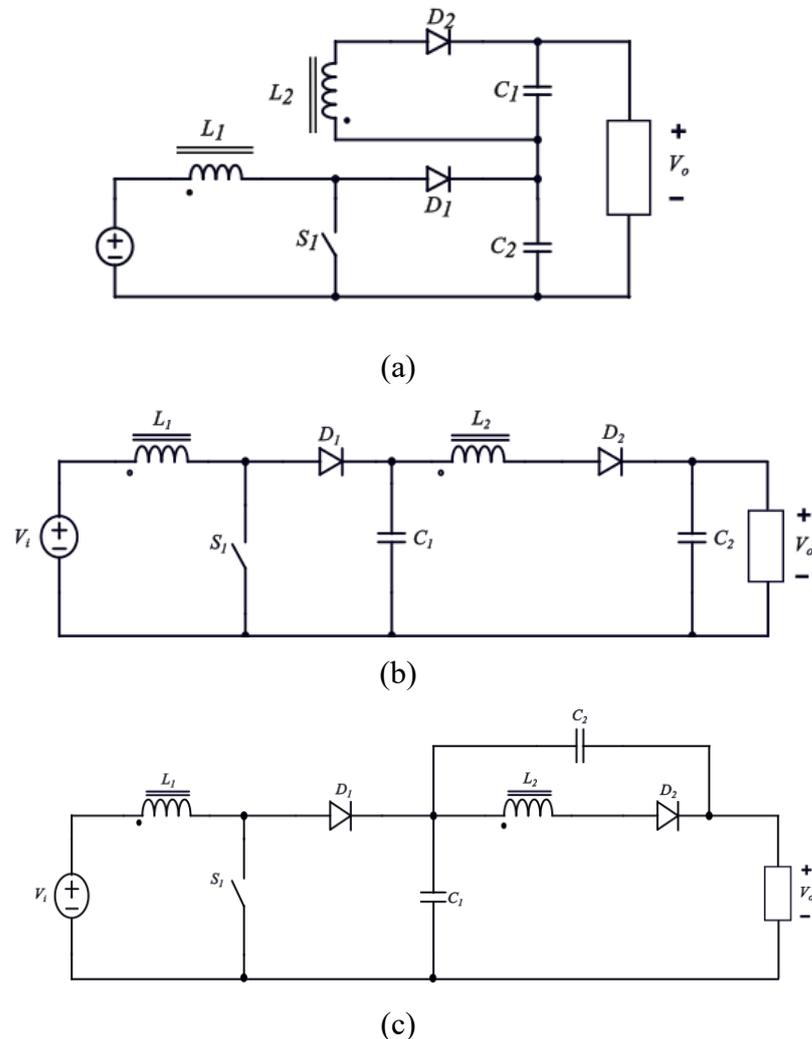
## 2.6 Conversores CC-CC elevadores com indutores acoplados

A técnica de conversores com indutores acoplados é vastamente empregada para alcançar elevadas taxas de ganho, através do ajuste da relação de transformação do lado primário e secundário (SHIAVON, 2022). O modo de funcionamento desta técnica consiste em armazenar-se energia em um ciclo e alimentando-se a carga no outro. (CARDOSO.V, 2018).

Conversores com indutores acoplados começaram a ser desenvolvidos inicialmente por (TSENG, K.C; LIANG, T. J, 2004), sendo popularmente conhecido como conversor *Boost-Flyback*, como se observa na Figura 2.9 (a). Embora possa ser projetado a partir da interligação dos conversores clássicos que o nomeiam, este conversor consiste em uma variação topológica do conversor proposto por (ZAO; LEE, 2003), apresentado na figura 2.9(b).

A topologia proposta por (TSENG; LIANG, 2004), emprega a combinação do conversor *Boost e Flyback*. No entanto no método de construção apresenta-se a soma dos ganhos estáticos dos conversores acima citados, para geração do seu ganho. Em sua estrutura física adota-se o compartilhamento do indutor acoplado, bem como suas saídas que são conectadas em série. Em (SCHIMITZ; MARTINS; COELHO, 2017) apresentado na Figura 2.9 ©, apresentou o circuito do conversor *Boost-Flyback*, cuja a análise permite observar que apenas a posição do  $C_2$  difere do conversor proposto por (ZAO; LEE, 2003).

Figura 2.8- Conversor Boost-Flyback (a) conversor proposto por (TSENG, K.C.; LIANG, T. J, 2004), (b) conversor proposto por (ZAO; LEE, 2003), (c) conversor proposto por (SCHIMITZ; MARTINS; COELHO, 2017).



Fonte: Adaptada de (TSENG, K.C.; LIANG, T. J, 2004), (ZAO; LEE, 2003) e (SCHIMITZ; MARTINS; COELHO, 2017).

No entanto, nessa modificação não se altera nas topologias apresentadas, o seu princípio de funcionamento. Porém, tais estruturas possuem características diferentes. Em (TSENG; LIANG, 2004), o estresse de tensão sobre o capacitor  $C_2$  é menor que em (ZAO; LEE, 2003), o que pode ser considerado uma vantagem. Entretanto, em (TSENG; LIANG, 2004) o capacitor  $C_1$  assume a carga  $C_2$ , ocasionando-se uma ondulação que pode ser pequena na maioria das aplicações, se exige uma capacitância menor que a utilizada em (ZAO; LEE, 2003).

Observando-se essas comutações de componentes para topologias relacionadas ao conversor com indutor acoplado, (ZHU; WANG; VILATHGAMUWA, 2019) apresentam uma série de variações topológicas obtidas modificando-se apenas, a conexão dos capacitores  $C_1$  e



No entanto, a busca por circuitos menos robustos fez com que a inserção de conversores com capacitores comutados começasse a ser implementada na eletrônica de potência. Visto que, esses conversores possuem apenas interruptores e capacitores em seu estágio de potência. Os capacitores são carregados em um caminho e descarregados por meio de caminhos diferentes para obter as taxas de conversão desejadas (ABRAHAM; RAKHEE; JOSE, 2014).

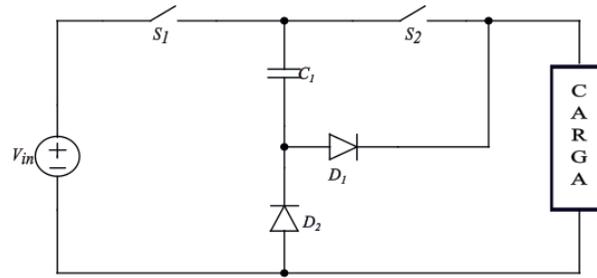
Conversores baseados em capacitores comutados surgiram basicamente na década de 90, através de um grupo de pesquisadores de Kumamoto e no Japão onde converteu-se uma tensão CC não regulada para uma tensão CC regulada (IONOVICCI, 2001). Os conversores consistiam em interruptores e capacitores, mais conhecidos como *charge-pump*, que eram utilizados para eliminar elementos indutivos, a fim de alcançar alta eficiência e confiabilidade (UMENO *et al.*, 1990). Os tipos básicos de conversores com capacitores comutados encontram-se apresentados na Figura 2.11 (a-c): A figura (a) apresenta o circuito abaixador (*Buck*). Na Figura 2.11 (b) podemos observar o circuito elevador (*Boost*), já na Figura 2.11 (c) é representado o circuito inversor.

O modo de condução do conversor abaixador tem início quando a chave  $S_1$  é acionada e  $D_1$  está conduzindo.  $V_{in}$  alimenta o capacitor  $C_1$  (que está sendo carregado) e a carga. Quando  $S_2$  é acionada  $D_2$  é polarizada diretamente, onde  $C_1$  transfere energia para a carga, resultando em uma tensão na saída  $V_{in}/2$ , mostrado na Figura 2.11 (a).

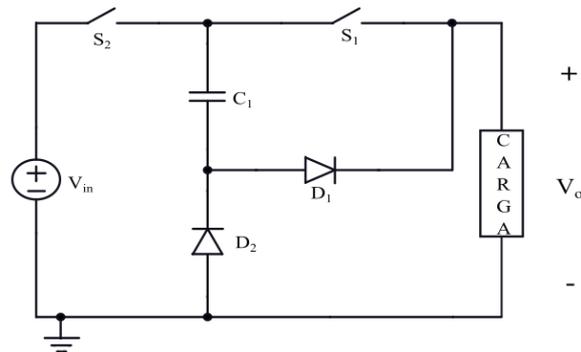
Para o modo de condução elevador,  $S_1$  é comandada a fechar e  $D_1$  é polarizado diretamente, onde  $V_{in}$  alimenta o capacitor  $C_1$  (que está sendo carregado) e a carga. Quando  $S_2$  é acionada,  $D_2$  é polarizado e  $C_1$  está descarregando, portanto, a fonte  $V_{in}$  e o capacitor  $C_1$ , transferem energia para a carga. Desta forma, é gerada uma tensão na saída de  $2 V_{in}$ , apresentada na Figura 2.11 (b).

No modo de condução inversor,  $S_1$  é acionada,  $V_{in}$  alimenta  $C_1$  por meio de  $D_1$  que está polarizado diretamente. Quando  $S_1$  é desligado e  $S_2$  é ligado e o diodo  $D_2$  está polarizado diretamente o capacitor  $C_1$  transfere energia para carga, por conta da polarização do diodo  $D_2$  a carga é alimentada por  $-V_{in}$ , ou seja,  $V_o = -V_{in}$ , pode-se observar a Figura 2.11 (c).

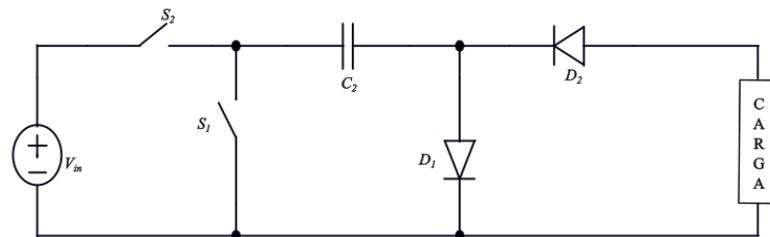
Figura 2.10- Conversores a capacitor comutado (a) Configuração *Buck* (b) configuração *Boost*.



(a)



(b)



(c)

Fonte: elaborada pela autora.

Cabe mencionar, no entanto, que esses conversores de capacitor comutado convencionais possuem uma desvantagem: à medida que a corrente de saída aumenta, sua eficiência diminui. Essa desvantagem ocorre devido a operação de carga e descarga forçada. Se os capacitores chaveados obtiverem uma grande corrente no capacitor pode-se comprometer sua eficiência, de modo que sua resistência interna não poderá ser diminuída (SHOYAMA; NINOMIYA, 2007). Além disso, nos interruptores sua resistência interna dissipa energia, reduzindo-se o rendimento do conversor (ROCHA, 2015).

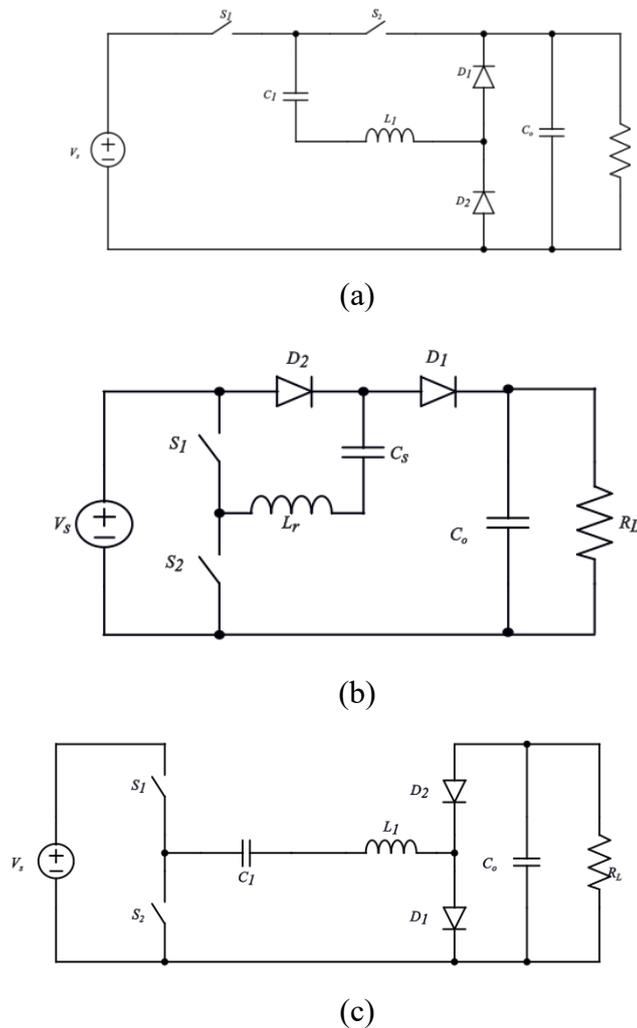
## 2.8 Conversores Ressonantes

A fim de minimizar esses problemas, uma nova família de conversores CC-CC foi

apresentada por (CHENG, 1998). Esses conversores consistem em três topologias de comutação de corrente zero. Dentre essas topologias foram apresentadas conversor abaixador, elevador e inversor, em que cada um dos conversores se conecta a um indutor ressonante em série com o capacitor, para criar um ciclo de ressonância, quando os interruptores são ligados.

Os conversores operam com comutação suave, podendo eliminar as perdas por comutação, os conversores abaixador, inversor e elevador, proporcionam a razão entre a tensão de saída e a tensão de entrada equivalente a  $1/2$ ,  $-1$  e  $2$ , respectivamente. A Figura 2.12 apresentam essas configurações.

Figura 2.11- Família de conversores ressonantes com capacitores comutados (a) Conversor abaixador, (b) Conversor elevador, (c) Inversor proposto por (CHENG,1998).



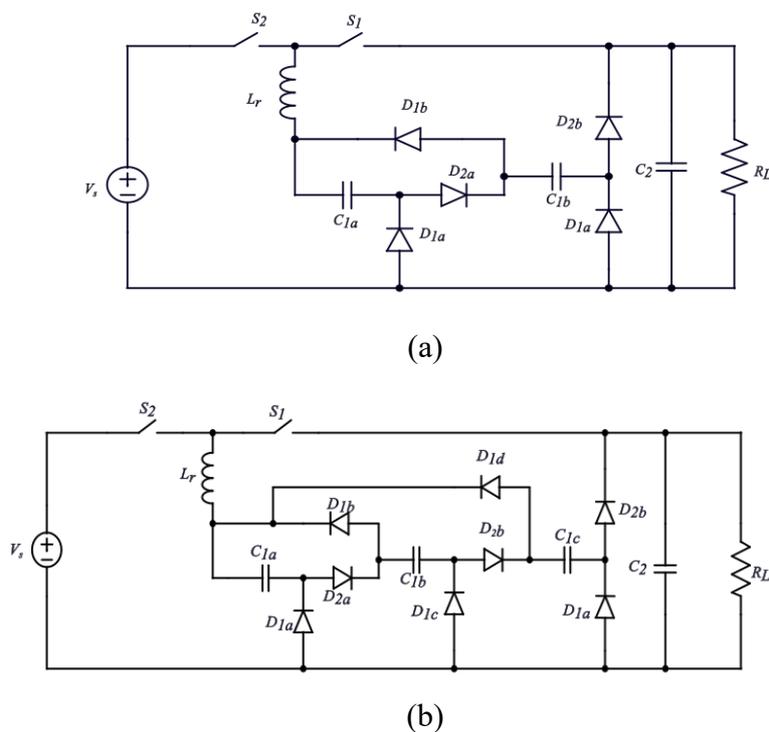
Fonte: Adaptado de (CHENG,1998).

(YEUNG *et al*, 2004), mostra uma série de topologias que combinam as melhores características dos conversores de capacitores comutados com as dos conversores ressonantes, conhecidos como conversores ressonantes de capacitores comutados. Esse estudo mostra as

famílias do conversor abaixador ressonante com capacitor chaveado, conversor elevador, bem como, a versão inversora.

No conversor abaixador de (CHENG,1998) a relação de tensão saída com entrada é de  $1/2$ . Em (YEUNG *et al*, 2004) apresenta-se uma evolução da topologia proposta por (CHENG, 1998), que combina adições de células a essa topologia. A figura 2.13 mostra o conversor abaixador (a) com a adição de uma célula, e (b) com a adição de duas células. Para estas configurações têm-se o ganho de  $1/3$  e  $1/4$ , respectivamente.

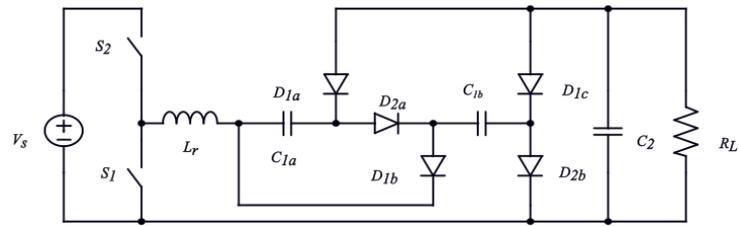
Figura 2.12- Conversor abaixador com ganho de tensão  $1/3$ e  $1/4$  (a) Adição de uma célula, (b) Adição de duas células.



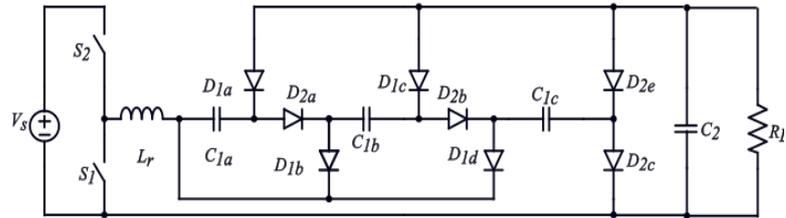
Fonte: Adaptado de (YEUNG *et al*, 2004).

Para o circuito inversor proposto em (CHENG,1998) o ganho de tensão é de  $-1$ . Quando adicionado uma célula o ganho passa a ser  $-1/2$ , ao adicionar duas células o ganho passa a ser  $-1/3$ . Como podemos observar a figura 2.15 apresenta o conversor inversor de tensão com a adição (a) de uma célula, e (b) de duas células.

Figura 2.13- Inversor com ganho de tensão  $1/3$ e  $1/4$  (a) Inversor com uma única célula, (b) Inversor com duas células.



(a)

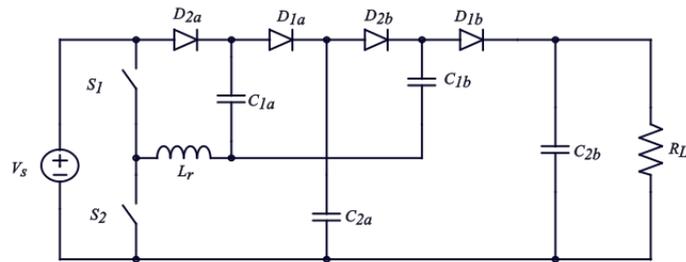


(b)

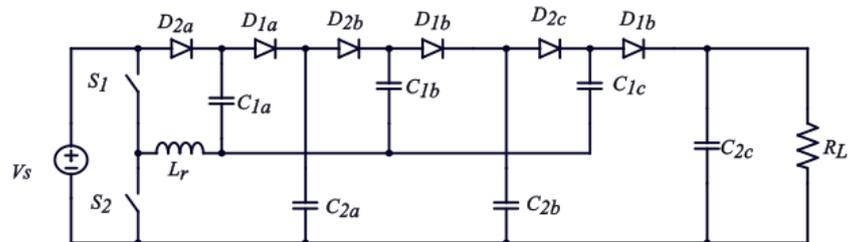
Fonte: Adaptado de (YEUNG *et al.*, 2004).

No conversor elevador de (CHENG, 1998) a relação entre a tensão e saída é de 2. (YEUNG *et al.*, 2004) apresenta o conversor elevador de tensão. Na figura 2.15 mostra-se a adição (a) de uma célula, e (b) de duas células, nestas configurações o conversor apresenta um ganho de tensão equivalente a 3 e a 4, respectivamente.

Figura 2.14- Conversor elevador com de ganho de tensão (a) Elevador de uma célula (b) Elevador de duas células.



(a)



(b)

Fonte: Adaptado de (YEUNG *et al.*, 2004).

## 2.9 Considerações finais

Neste capítulo foram analisados os vários tipos de técnicas para elevação do ganho de tensão. Observou-se que o conversor *Boost* tradicional, não apresenta uma tensão suficiente para aplicações onde se deseja uma alta elevação de tensão, isso é decorrido pelos ciclos de trabalhos extremos alcançados e pela recuperação reversa no diodo.

Estruturas que apresentam configurações em cascata requerem a uma estrutura com um número maior de componentes e isso faz com que, eleve o custo e reduza a eficiência da estrutura. Conversores que apresentam estruturas com indutores acoplados, apresentam características de elevado ganho de tensão, no entanto necessitam de circuitos que sejam capazes de corrigir ou minimizar os elevados picos de correntes nas chaves, bem como soluções que ajudem a descarregar a energia armazenada no indutor devido a sua indutância.

Dentre as técnicas apresentadas nesta revisão de bibliográfica, os conversores com capacitores comutados, ressonantes e células multiplicadoras de tensões apresentam boas características para elevados ganhos de tensão, agregando em conversores menos robusto para ser implementado.

Dessa forma, com base no exposto, a utilização de um conversor híbrido apresenta-se como uma proposta bem promissora, visto que a aplicação deste tipo de conversor é crescente e tem atraído pesquisadores.

### 3 CONVERSOR CC-CC HÍBRIDO DE ALTO GANHO COM CAPACITOR COMUTADO E INDUTOR RESSONANTE APLICADO A CONVERSÃO FOTOVOLTAICA

#### 3.1 Introdução

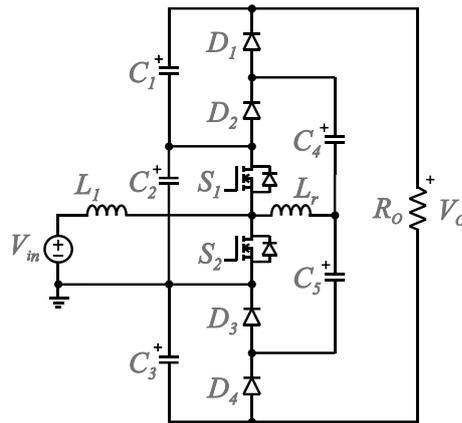
Este capítulo apresenta um conversor CC-CC híbrido de alto ganho para aplicação em sistemas fotovoltaicos. A topologia será analisada para o modo de condução contínua, onde se apresenta o funcionamento, etapas de operação, principais formas de onda e o equacionamento do conversor.

#### 3.2 Conversor Proposto

Este trabalho apresenta como objeto de estudo um conversor CC-CC de alto ganho para que se possa aplica-lo, na conversão de energia solar fotovoltaica e sabendo-se que o conversor pode ser aplicável para qualquer sistema com fonte contínua. Baseados nos conversores com células multiplicadoras de tensão, capacitores comutados e os conversores ressonantes, este trabalho propõe o estudo e o desenvolvimento experimental de um conversor CC-CC híbrido de alto ganho. A Figura 3.1 apresenta o circuito CC-CC de alto ganho híbrido com capacitor comutado com o acréscimo de um pequeno indutor para aplicações em sistemas fotovoltaicos.

A topologia é híbrida com a integração do conversor *Boost* e duas células de capacitores comutados. O conversor contém dois interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , os quais operam de forma complementar. Os capacitores  $C_1$ ,  $C_4$ ,  $C_3$  e  $C_5$  e os diodos  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$ ,  $D_4$  constituem as células, que são responsáveis pelo ganho de tensão proposto. Os capacitores  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$  garantem a tensão de saída do conversor. Além disso, foi adicionado um pequeno indutor ressonante  $L_r$  para limitar os picos de corrente e melhorar a comutação nos interruptores (Li *et al*, 2012).

Figura 3.1- Conversor Proposto.

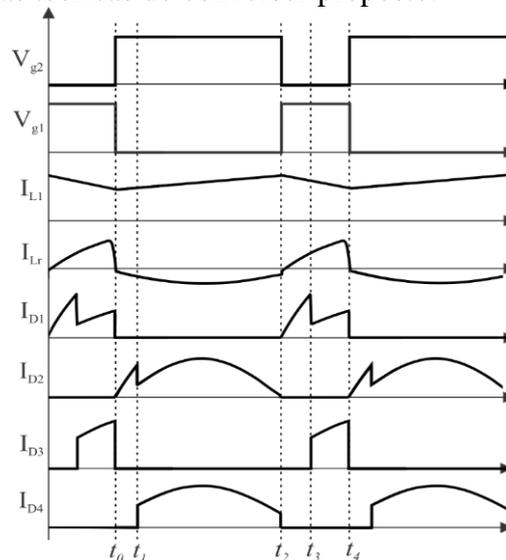


Fonte: elaborada pela autora.

### 3.3 Etapas de Operação

A topologia apresenta quatro etapas de operação funcionando em modo de condução contínua (MCC). As etapas 1 e 2 são caracterizadas quando o interruptor  $S_2$  está fechado e  $S_1$  está aberto, nas etapas 3 e 4 ocorre o inverso das etapas anteriores. A Figura 3.2 apresenta as principais formas de ondas teóricas do conversor proposto. Para a análise qualitativa do conversor, foi considerado as capacitâncias dos capacitores elevados o suficiente para manter a tensão constante e todos os semicondutores ideais, ignorando as perdas.

Figura 3.2- Formas de ondas teóricas do conversor proposto.



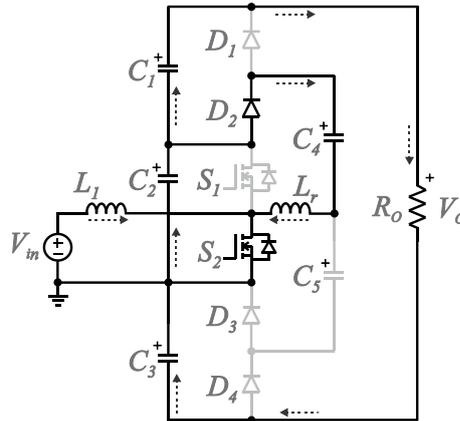
Fonte: elaborada pela autora.

#### 3.3.1 Etapa 1 ( $t_0-t_1$ )

A Figura 3.3 apresenta o circuito equivalente da etapa 1. Nessa etapa o interruptor  $S_1$  está aberto e  $S_2$  está fechado. O indutor  $L_1$  é carregado em paralelo com a fonte de entrada

$V_{in}$  e sua corrente cresce linearmente. A tensão na saída é igual a soma das tensões nos capacitores  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$ , enquanto os diodos  $D_1$ ,  $D_3$  e  $D_4$  estão bloqueados. O diodo  $D_2$  é diretamente polarizado e carrega o capacitor  $C_4$ . O capacitor  $C_5$  mantém sua tensão constante até ser descarregado na etapa seguinte. Analisando em torno das malhas, tem-se:

Figura 3.3- Primeira etapa de operação.



Fonte: elaborada pela autora.

Assumindo-se as seguintes condições iniciais:  $\begin{cases} v_{c4}(t_0) = v_{c4min} \\ i_{Lr}(t_0) = 0 \end{cases}$

$$V_{in} = v_{L1} \quad (3.1)$$

$$-v_{C3} - v_{c4} - v_{c1} - v_{Lr}(t) + V_o = 0 \quad (3.2)$$

$$v_{c4} - v_{C2} + v_{Lr}(t) = 0 \quad (3.3)$$

$$i_{Lr}(t) = C_4 \frac{dv_{c4}(t)}{dt} \quad (3.4)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace na equação (3.2), tem-se:

$$\frac{-V_{C3}(s) - V_{C1}(s) + V_o}{s} - V_{C4}(s) - L_r[sI_{Lr}(s) - I_{Lr}(t_0)] = 0 \quad (3.5)$$

Resolvendo-se a equação (3.5), é obtido a equação (3.6):

$$\frac{-V_{C3}(s) - V_{C1}(s) + V_o}{s} - V_{C4}(s) - sL_r I_{Lr}(s) - L_r I_{Lr}(t_0) = 0 \quad (3.6)$$

Sabendo-se que a condição inicial para a corrente  $I_{Lr}(t_0) = 0$ , podemos reescrever a equação (3.6) sendo:

$$\frac{-V_{C3}(s) - V_{C1}(s) + V_o}{s} - V_{C4}(s) - sL_r I_{Lr}(s) \quad (3.7)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace na equação (3.4):

$$I_{Lr}(s) = C_4[sV_{C4}(s) - V_{C4}(0)] \quad (3.8)$$

Resolvendo-se a equação (3.8), obtém-se a expressão (3.9):

$$I_{Lr}(s) = sC_4V_{C4}(s) - C_4V_{C4}(0) \quad (3.9)$$

Substituindo-se a equação (3.9) em (3.7):

$$\frac{-V_{C3}(s) - V_{C1}(s) + V_o}{s} - V_{C4}(s) - sL_r[sC_4V_{C4}(s) - C_4V_{C4}(t_0)] \quad (3.10)$$

Resolvendo-se a equação (3.10) e substituindo o valor de  $V_{C4}(t_0)$ . Obtemos:

$$\frac{-V_{C3}(s) - V_{C1}(s) + V_o}{s} + sL_rC_4V_{C4min} = V_{C4}(s) + s^2L_rC_4V_{C4}(s) \quad (3.11)$$

Sabendo-se que:

$$\frac{1}{\omega_1^2} = L_rC_4 \quad (3.12)$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_rC_4}} \quad (3.13)$$

Substituindo-se as equações (3.12) e (3.13) em (3.11), podemos obter a seguinte equação em (3.14):

$$V_{C4}(s) = \frac{sV_{C4min}}{s^2 + \omega_1^2} + \frac{(V_o - V_{C3} - V_{C1})\omega_1^2}{s(s^2 + \omega_1^2)} \quad (3.14)$$

Organizando-se a equação (3.14), temos:

$$V_{C4}(s) = V_{C4min} \frac{s}{s^2 + \omega_1^2} + (V_o - V_{C3} - V_{C1}) \left[ \frac{1}{s} - \frac{s}{s^2 + \omega_1^2} \right] \quad (3.15)$$

Tem-se:

$$V_{C4}(s) = V_{C4min} \frac{s}{s^2 + \omega_1^2} + \frac{(V_o - V_{C3} - V_{C1})}{s} + \frac{(V_o - V_{C3} - V_{C1})s}{(s^2 + \omega_1^2)} \quad (3.16)$$

Aplicando-se a inversa de Laplace em (3.16), temos a equação final para a tensão no capacitor  $V_{C4}$ .

$$v_{C4}(t) = V_o - v_{C3} - v_{C1} + (v_{C3} + v_{C1} + v_{C4min} - V_o) \cdot \cos(\omega_1 t) \quad (3.17)$$

Derivando-se a equação (3.17), e substituindo em (3.4) podemos encontrar a equação da corrente  $I_{Lr}$ .

$$i_{Lr}(t) = \sqrt{\frac{C_4}{L_r}} \cdot (v_{C3} + v_{C1} + v_{C4min} - V_o) \cdot \sin(\omega_1 t) \quad (3.18)$$

Para o instante de tempo decorrido durante a primeira etapa ( $t = t_1$ ), a tensão no capacitor comutado será igual a tensão no capacitor ( $v_{C4}(t_1) = v_{C5}$ ). Desta forma, tem-se a expressão dada em (3.19).

$$v_{C5}(t) = V_o - v_{C3} - v_{C1} + (v_{C3} + v_{C1} + v_{C4min} - V_o) \cdot \cos(\omega_1 t_1) \quad (3.19)$$

Resolvendo-se (3.19) para encontrar a equação que descreve o tempo de duração da etapa tem-se:

$$\frac{v_{C5} - V_o + v_{C3} + v_{C1}}{(v_{C3} + v_{C1} + v_{C4min} - V_o)} = \cos(\omega_1 t_1) \quad (3.20)$$

Isolando-se ( $\omega_1 t_1$ ) em 3.20, temos:

$$\omega_1 t_1 = \arccos\left(\frac{v_{C5} - V_o + v_{C3} + v_{C1}}{(v_{C3} + v_{C1} + v_{C4min} - V_o)}\right) \quad (3.21)$$

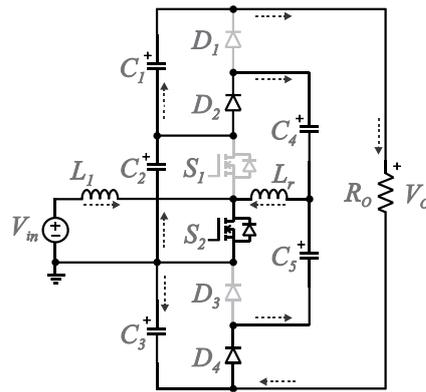
Assim, tem-se a equação que descreve o tempo de duração da primeira etapa.

$$t_1 = \arccos\left(\frac{(v_{C5} - V_o + v_{C3} + v_{C1})}{(v_{C3} + v_{C1} + v_{C4min} - V_o)}\right) \frac{1}{\omega_1} [s] \quad (3.22)$$

### 3.3.2 Segundo Estágio [ $t_1, t_2$ ]

A Figura 3.4 apresenta a segunda etapa de operação. Durante essa etapa, os interruptores continuam no mesmo estado do estágio anterior. Os diodos  $D_1$  e  $D_3$  estão bloqueados e o capacitor  $C_5$  começa a descarregar em série com  $C_1$  e  $C_2$  na carga. Os capacitores  $C_3$  e  $C_4$  estão carregando através de  $D_4$  e  $D_2$ , respectivamente.

Figura 3.4- Segunda etapa de operação.



Fonte: elaborada pela autora.

Assumindo-se as seguintes condições iniciais:  $\left\{ \begin{array}{l} V_{C5}(t) = v_{C5max} \\ I_{Lr}(t_2) = I_{Lr2} \end{array} \right\}$

Analisando-se as malhas da figura 3.2 tem-se as equações que representam o circuito.

$$-v_{C1} - v_{C5} - v_{C4} + V_o = 0 \quad (3.23)$$

$$v_{C4} = v_{C2} - v_{Lr}(t) = 0 \quad (3.24)$$

$$-v_{C3} + v_{C5} - v_{Lr}(t) = 0 \quad (3.25)$$

$$-v_{L1}(t) = V_{in} \quad (3.26)$$

Nesta etapa de duração, a ressonância do indutor ( $i_{Lr}$ ) com o capacitor  $C_5$ . Desta forma, tem-se que:

$$i_{Lr}(t) = C_5 \frac{dv_{C5}(t)}{dt} \quad (3.27)$$

Substituindo-se (3.23) em (3.24), obtém-se (3.28):

$$-v_{C1} - v_{C5} - v_{C2} + V_o + v_{Lr}(t) = 0 \quad (3.28)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (3.28), obtém-se (3.29):

$$\frac{-V_{C1} - V_{C2} + V_o}{s} - V_{C5}(s) + L_r[sI_{Lr}(s) - I_{Lr}(t_2)] = 0 \quad (3.29)$$

Resolvendo-se a equação (3.29), é obtido a equação (3.30):

$$\frac{-V_{C1} - V_{C2} + V_o}{s} - V_{C5}(s) + sL_r I_{Lr}(s) - L_r I_{Lr}(t_2) = 0 \quad (3.30)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (3.31)

$$i_{Lr}(s) = -2C_5[sV_{C5}(s) - V_{C5}(t_2)] \quad (3.31)$$

Solucionando-se (3.31), obtém-se (3.32):

$$i_{Lr}(s) = -s2C_5V_{C5}(s) + 2C_5V_{C5}(t_2) \quad (3.32)$$

Substituindo-se (3.32) em (3.30), tem-se (3.33):

$$\begin{aligned} \frac{-V_{C1} - V_{C2} + V_o}{s} - V_{C5}(s) + sL_r[-s2C_5V_{C5}(s) + 2C_5V_{C5}(t_2)] - L_r I_{Lr}(t_2) \\ = 0 \end{aligned} \quad (3.33)$$

Resolvendo-se (3.33) e substituindo-se as condições iniciais, tem-se (3.34)

$$\frac{-V_{C1} - V_{C2} + V_o}{s} + 2L_r C_5 V_{C5max} - L_r I_{Lr2} = V_{C5}(s) + s^2 L_r 2C_5 V_{C5}(s) \quad (3.34)$$

Organizando-se (3.34), obtém-se:

$$V_{C5}(s) = \frac{(-V_{C1} - V_{C2} + V_o)\omega_2}{s(s^2 + \omega_2^2)} + \frac{s2L_r C_5 V_{C5max}}{\omega_2^2 + s^2} - \frac{L_r I_{Lr2}\omega_2^2}{\omega_2^2} \quad (3.35)$$

Aplicando-se a inversa de Laplace em (3.36), temos:

$$\begin{aligned} V_{C5}(s) = (-v_{C1} - v_{C2} + V_o) + (-v_{C1} - v_{C2} + V_o - v_{C5max}) \cos(\omega_2 t) \\ - \sqrt{\frac{2L_r}{C_5}} I_{Lr2} \sin(\omega_2 t) \end{aligned} \quad (3.36)$$

Derivando-se a equação (3.36), é dada a equação (3.37) em que apresenta corrente que circula pela indutância  $L_r$ .

$$i_{Lr}(t) = \sqrt{\frac{2C_5}{L_r}} (-v_{C5max} - v_{C1} - v_{C2} + V_o) \cdot \text{sen}(\omega_2 \cdot t) - I_{Lr2} \cdot \text{cos}(\omega_2 \cdot t) \quad (3.37)$$

Definindo:

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot L_r \cdot C_5}} \quad (3.38)$$

$$Z_2 = \sqrt{\frac{2 \cdot C_5}{L_r}} \quad (3.39)$$

A partir da equação (3.36) é possível obter o tempo de duração da segunda etapa, onde  $t = t_2$ , a tensão no capacitor comutado será igual a tensão no capacitor  $C_3$ . Desta forma, tem-se que  $v_{C5} = v_{C3}$ . Com isso podemos observar a equação (3.40).

$$\begin{aligned} v_{C3} + v_{C1} + v_{C2} + V_o \\ = (v_{C5min} + v_{C1} + v_{C2} - V_o) \cdot \cos(\omega_2 \cdot t_2) \\ - Z_2 \cdot I_{Lr2} \cdot \sin(\omega_2 \cdot t_2) \end{aligned} \quad (3.40)$$

Isolando-se  $t_2$ , tem-se (3.41):

$$t_2 = \frac{\cos^{-1}\left(\frac{C_{t2}}{D_{t2}}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{A_{t2}}{B_{t2}}\right)}{\omega_2} [s] \quad (3.41)$$

Onde:

$$A_{t2} = -Z_2 \cdot I_{Lr2} \quad (3.42)$$

$$B_{t2} = v_{C5min} + v_{C1} + v_{C2} - V_o \quad (3.43)$$

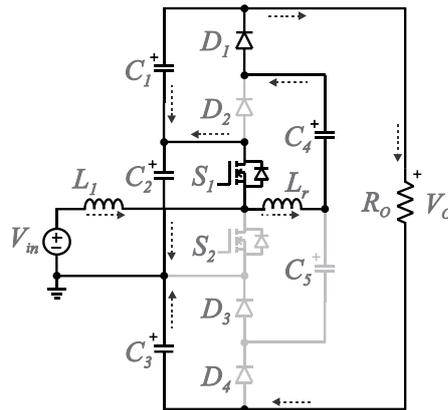
$$C_{t2} = v_{C3} + v_{C1} + v_{C2} + V_o \quad (3.44)$$

$$D_{t2} = \sqrt{A^2 + B^2} \quad (3.45)$$

### 3.3.3 Terceiro Estágio [ $t_3$ , $t_4$ ]

A Figura 3.5 apresenta o circuito equivalente da etapa 3. Nessa etapa o interruptor  $S_1$  está fechado e  $S_2$  está aberto. A fonte de entrada fica em série com o indutor  $L_I$  e com os capacitores  $C_3$  e  $C_4$  fornecendo energia para a carga. Os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  começam a carregar e os diodos  $D_2$ ,  $D_3$ , e  $D_4$  estão bloqueados.

Figura 3.5- Terceira etapa de operação.



Fonte: elaborado pela autora.

Assumindo-se as seguintes condições iniciais:  $\begin{cases} V_{C4}(t_3) = V_{C4max} \\ I_{Lr}(t_3) = 0 \end{cases}$

Analisando-se as malhas da Figura (3.4) tem-se as equações que representam o circuito.

$$-v_{C1} + v_{C4} - v_{Lr}(t) = 0 \quad (3.46)$$

$$-v_{C3} - v_{C4} - v_{C2} + v_{Lr}(t) + V_o = 0 \quad (3.47)$$

$$i_{Lr}(t_3) = -C_4 \frac{dv_{C4}(t)}{dt} \quad (3.48)$$

$$V_{in} = v_{L1}(t) + v_{C2} + v_{C3} + v_{C1} - V_o \quad (3.49)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (3.47), temos:

$$\frac{-V_{C3}(s) - V_{C2}(s) + V_o}{s} - V_{C4}(s) + L_r[sI_{Lr}(s) - I_{Lr}(t_3)] = 0 \quad (3.50)$$

Resolvendo-se a equação (3.50), obtemos:

$$\frac{-V_{C3}(s) - V_{C2}(s) + V_o}{s} - V_{C4}(s) + sL_r I_{Lr}(s) - L_r I_{Lr}(t_3) = 0 \quad (3.51)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (3.48), tem-se a equação (3.52).

$$I_{Lr}(s) = -C_4[sV_{C4}(s) - V_{C4}(0)] \quad (3.52)$$

Resolvendo-se (3.52), obtém-se.

$$I_{Lr}(s) = -sC_4 V_{C4}(s) + C_4 V_{C4}(0) \quad (3.53)$$

Substituindo-se a equação (3.50) em (3.53):

$$\frac{-V_{C3}(s) - V_{C2}(s) + V_o}{s} - V_{C4}(s) + sL_r[-sC_4V_{C4}(s) + C_4V_{C4}(t_3)] - L_rI_{Lr}(t_3) = 0 \quad (3.54)$$

Resolvendo-se (3.54), obtém-se (3.55)

$$\frac{-V_{C3}(s) - V_{C2}(s) + V_o}{s} - V_{C4}(s) - s^2L_rC_4V_{C4}(s) + C_4V_{C4}(t_0) - L_rI_{Lr}(t_3) = 0 \quad (3.55)$$

Resolvendo-se a equação (3.55) e substituindo-se o valor de  $V_{C4}(t_3)$ . Obtém-se:

$$\frac{-V_{C3}(s) - V_{C2}(s) + V_o}{s} + sL_rC_4V_{C4max} = V_{C4}(s) + s^2L_rC_4V_{C4}(s) \quad (3.56)$$

Sabendo-se que:

$$\frac{1}{\omega_3^2} = L_rC_4 \quad (3.57)$$

$$\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_rC_4}} \quad (3.58)$$

Substituindo-se as equações (3.57) e (3.58) em (3.55), pode-se obter a seguinte equação em (3.59):

$$V_{C4}(s) = \frac{sV_{C4max}}{s^2 + \omega_3^2} + \frac{(V_o - V_{C3} - V_{C2})\omega_3^2}{s(s^2 + \omega_3^2)} \quad (3.59)$$

Organizando-se a equação (3.59), temos:

$$V_{C4}(s) = V_{C4max} \frac{s}{s^2 + \omega_3^2} + (V_o - V_{C3} - V_{C2}) \left[ \frac{1}{s} - \frac{s}{s^2 + \omega_3^2} \right] \quad (3.60)$$

Assim tem-se:

$$V_{C4}(s) = V_{C4max} \frac{s}{s^2 + \omega_3^2} + \frac{(V_o - V_{C3} - V_{C2})}{s} + \frac{(V_o - V_{C3} - V_{C2})s}{(s^2 + \omega_3^2)} \quad (3.61)$$

Aplicando-se a inversa de Laplace em (3.61), tem-se a equação final para a tensão no capacitor  $V_{C4}$ .

$$v_{C4}(t) = V_o - v_{C3} - v_{C2} + (v_{C3} + v_{C2} + v_{C4max} - V_o) \cdot \cos(\omega_3 t) \quad (3.62)$$

Derivando-se a equação (3.62) pode-se encontrar a equação da corrente  $I_{Lr}$ .

$$i_{Lr}(t) = \sqrt{\frac{C_4}{L_r}} \cdot (v_{C3} + v_{C1} + v_{C4max} - V_o) \cdot \sin(\omega_3 t_3) \quad (3.63)$$

Para o instante de tempo decorrido durante a terceira etapa ( $t = t_3$ ), a tensão no capacitor comutado será igual a tensão no capacitor ( $v_{C4}(t_3) = v_{C22}$ ). Desta forma, tem-se a expressão dada em (3.64)

$$v_{C5}(t) = V_o - v_{C3} - v_{C2} + (v_{C3} + v_{C2} + v_{C4max} - V_o) \cdot \cos(\omega_3 t_3) \quad (3.64)$$

Resolvendo-se (3.64) para encontrar a equação que descreve o tempo de duração da etapa temos:

$$\frac{v_{C22} - V_o + v_{C2} + v_{C3}}{(v_{C3} + v_{C2} + v_{C4max} - V_o)} = \cos(\omega_3 t_3) \quad (3.65)$$

Isolando-se ( $\omega_3 t_3$ ) em (3.65), tem-se:

$$\omega_3 t_3 = \arccos\left(\frac{v_{C22} - V_o + v_{C3} + v_{C2}}{(v_{C3} + v_{C2} + v_{C4max} - V_o)}\right) \quad (3.66)$$

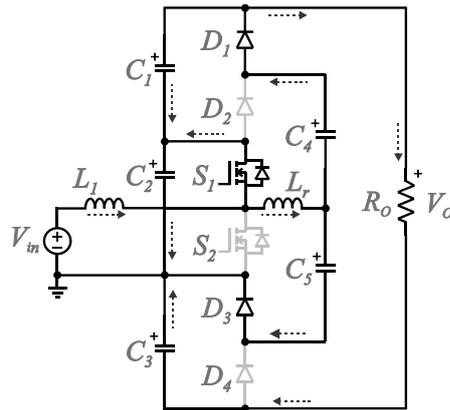
Assim, tem-se a equação que descreve o tempo de duração da terceira etapa.

$$t_3 = \arccos\left(\frac{v_{C22} - V_o + v_{C3} + v_{C2}}{(v_{C3} + v_{C2} + v_{C4max} - V_o)}\right) \frac{1}{\omega_3} [s] \quad (3.67)$$

### 3.3.4 Quarto Estágio [ $t_3, t_4$ ]

Durante essa etapa os interruptores permanecem no mesmo estado do ciclo anterior. A Figura 3.6 apresenta o circuito equivalente da etapa 4. O diodo  $D_3$  entra em condução e o capacitor  $C_5$  começa a carregar.

Figura 3.6- Quarta etapa operação.



Fonte: elaborada pela autora.

Assumindo-se as seguintes condições iniciais:  $\left\{ \begin{array}{l} V_{C5}(t) = V_{C5min} \\ I_{Lr}(t) = I_{Lr4} \end{array} \right\}$

Analisando-se as malhas da figura 3.4 tem-se as equações que representam o circuito.

$$-v_{C3} - v_{C5} - v_{C4} + V_o = 0 \quad (3.68)$$

$$v_{C2} = v_{Lr}(t) + v_{C5} \quad (3.69)$$

$$i_{Lr}(t) = C_5 \frac{dv_{C5}(t)}{dt} \quad (3.70)$$

$$V_{in} = v_{L1}(t) + v_{C2} + v_{C3} + v_{C1} - V_o \quad (3.71)$$

$$v_{C4} = v_{Lr}(t) + v_{C1} \quad (3.72)$$

Reorganizando-se a equação (3.72) em (3.68), tem-se:

$$-v_{C3} - v_{C5} - v_{Lr}(t) - v_{C1} + V_o = 0 \quad (3.73)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (3.73), obtém-se:

$$\frac{-V_{C3}(s) - V_{C1}(s) + V_o}{s} - V_{C5}(s) - L_r[sI_{Lr}(s) - I_{Lr}(t_4)] = 0 \quad (3.74)$$

Resolvendo-se a equação (3.74), temos:

$$\frac{-V_{C3}(s) - V_{C1}(s) + V_o}{s} - V_{C5}(s) - sL_r I_{Lr}(s) + L_r I_{Lr}(t_4) = 0 \quad (3.75)$$

Substituindo-se a condição inicial em (3.75) para a  $I_{Lr}(t_4)$ , tem-se:

$$\frac{-V_{C3}(s) - V_{C1}(s) + V_o}{s} - V_{C5}(s) + sL_r I_{Lr}(s) + L_r I_{Lr4} = 0 \quad (3.76)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (3.70), tem-se:

$$I_{Lr}(s) = C_5[sV_{C5}(s) - V_{C5}(t_4)] \quad (3.77)$$

Resolvendo-se a equação (3.77) e substituindo-se as condições iniciais para o a tensão do capacitor  $V_{C5}(t_4)$ , obtém-se:

$$I_{Lr}(s) = sC_5V_{C5}(s) - C_5V_{C5min} \quad (3.78)$$

Substituindo-se a equação (3.78) em (3.76), chega-se à:

$$\begin{aligned} \frac{-V_{C3}(s) - V_{C1}(s) + V_o}{s} - V_{C5}(s) + s^2L_rC_5V_{C5}(s) - sC_5V_{C5min} + L_rI_{Lr4} \\ = 0 \end{aligned} \quad (3.79)$$

Organizando-se a equação (3.79), obtém-se:

$$V_{C5}(s) = \frac{(-V_{C1} - V_{C3} + V_o)\omega_2}{s(s^2 + \omega_4^2)} - \frac{sL_rC_5V_{C5min}}{\omega_4^2 + s^2} + \frac{L_rI_{Lr4}\omega_4^2}{\omega_4^2} \quad (3.80)$$

Aplicando-se a inversa de Laplace na equação (3.80) obtém-se:

$$\begin{aligned} v_{C5}(t) = -v_{C3} - v_{C1} + V_o + (v_{C5min} + v_{C1} + v_{C3} - V_o) \cdot \cos(\omega_4 \cdot t) \\ + \sqrt{\frac{L_r}{C_5}} \cdot I_{Lr4} \cdot \text{sen}(\omega_4 \cdot t) \end{aligned} \quad (3.81)$$

Derivando-se a equação (3.81) apresenta-se corrente que circula pela indutância  $L_r$ .

$$i_{Lr}(t) = Z_{o4} \cdot (-v_{C5min} - v_{C3} - v_{C1} + V_o) \cdot \text{sen}(\omega_4 \cdot t) - I_{Lr4} \cdot \cos(\omega_4 \cdot t) \quad (3.82)$$

Definindo-se:

$$\omega_4 = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_5}} \quad (3.83)$$

$$Z_4 = \sqrt{\frac{L_r}{C_5}} \quad (3.84)$$

$$Z_{o4} = \sqrt{\frac{C_5}{L_r}} \quad (3.85)$$

A partir da equação (3.81) é possível obter o tempo de duração da segunda, onde  $t = t_4$ , a tensão no capacitor comutado será igual a tensão no capacitor  $C_4$ . Desta forma, tem-se que  $v_{C5} = v_{C4}$ . Com isso podemos observar a equação (3.86).

$$\begin{aligned} v_{C3} + v_{C1} + v_{C4} + V_o \\ = (v_{C5min} + v_{C1} + v_{C3} - V_o) \cdot \cos(\omega_4 \cdot t_4) \\ + \sqrt{\frac{L_r}{C_5}} \cdot I_{Lr4} \cdot \sin(\omega_4 \cdot t_4) \end{aligned} \quad (3.86)$$

Isolando-se  $t_4$ , tem-se (3.86):

$$t_4 = \frac{\cos^{-1}\left(\frac{C_{t4}}{D_{t4}}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{A_{t4}}{B_{t4}}\right)}{\omega_4} [s] \quad (3.87)$$

Onde:

$$A_{t4} = Z_4 \cdot I_{Lr4} \quad (3.88)$$

$$B_{t4} = v_{C5min} + v_{C1} + v_{C3} - V_o \quad (3.89)$$

$$C_{t4} = v_{C4} + v_{C3} + v_{C2} + V_o \quad (3.90)$$

$$D_{t4} = \sqrt{A^2 + B^2} \quad (3.91)$$

### 3.4 Ganho estático

O ganho estático do conversor é similar ao apresentado em (ROSAS CARO, RAMIRES, PENG, VALDERRABANO, 2010) definido pelo número de células adicionadas na saída. Para calcular o ganho estático do conversor foram feitas algumas considerações:  $T$  é o período de comutação e  $D$  a razão cíclica referente ao interruptor  $S_2$ . Como a topologia é um conversor *boost* na entrada, o capacitor  $C_2$  corresponde ao capacitor de saída do conversor *boost*. Considerando que o valor médio de tensão no indutor  $L_l$  e no indutor ressonante  $L_r$  é zero, a equação (3.92) pode ser definida.

$$\int_0^T V_{L1}(t) dt = \int_0^{DT} V_{in} dt + \int_{DT}^T (V_{in} - V_{C2}) dt = 0 \quad (3.92)$$

Para o do valor da capacitância de  $C_2$  foi analisado o estado da chave  $S_2$  para o seu estado ligada e desligada durante a primeira etapa de operação. Assim temos:

Analisando-se a equação (3.92), têm-se:

$$V_{in} = V_{L1} \quad (3.93)$$

$$V_{in} = L_1 \frac{d_{iL1}(t)}{dt} \quad (3.94)$$

$$\frac{d_{iL1}(t)}{dt} = \frac{V_{in}}{L_1} \quad (3.95)$$

$$\frac{\Delta_{iL1}}{\Delta_t} = \frac{\Delta_{iL1}}{DT} = \frac{V_{in}}{L_1} \quad (3.96)$$

Para a chave  $S_2$  fechada,  $\Delta_{iL1(S_2\text{fechada})}$  tem-se:

$$\frac{V_{in}DT}{L_1} \quad (3.97)$$

A partir da equação (3.71), tem-se:

$$V_{in} = V_{c2} + \frac{L_1 d_{iL1}(t)}{dt} \quad (3.98)$$

Resolvendo-se a equação (3.98), obtém-se:

$$\frac{d_{iL1}(t)}{dt} = \frac{V_{in} - V_{c2}}{L_1} = \frac{\Delta_{iL1}}{\Delta_{t2}} = \frac{\Delta_{iL1}}{(1-D)T} = \frac{V_{in} - V_{c2}}{L_1} \quad (3.99)$$

Para a chave  $S_2$  aberta:

$$\Delta_{iL1}(S_{2aberta}) = \frac{(V_{in} - V_{c2}) \cdot (1-D)T}{L_1} \quad (3.100)$$

No conversor boost a variação líquida da corrente no indutor é zero, dessa forma,  $\Delta_{iL1(S_2\text{fechada})} + \Delta_{iL1(S_2\text{aberta})} = 0$ , têm-se:

$$\frac{V_{in}DT}{L_1} + \frac{(V_{in} - V_{c2}) \cdot (1-D)T}{L_1} = 0 \quad (3.101)$$

Resolvendo-se (3.101), para  $V_{c2}$ , obtém-se:

$$V_{in}(D + 1 - D) - V_{c2}(1 - D) = 0 \quad (3.102)$$

Solucionando-se (3.102), têm-se:

$$V_{c2} = \frac{V_{in}}{(1 - D)} \quad (3.103)$$

Para obter o valor de tensão no capacitor  $V_{c1}$ , organizando (3.49) com (3.72), obtém-se:

$$V_{c4} = V_{c4} - V_{c2} + V_{c1} \quad (3.104)$$

Resolvendo-se (3.104), tem-se:

$$V_{c4} - V_{c4} = -V_{c2} + V_{c1} \quad (3.105)$$

Têm-se:

$$V_{c1} = V_{c2} \quad (3.106)$$

Têm-se:

$$V_{c1} = \frac{V_{in}}{1 - D} \quad (3.107)$$

Para encontrar o valor de  $V_{c3}$ , tem-se que:

$$V_{c1} = V_{c3} = \frac{V_{in}}{1 - D} \quad (3.108)$$

De acordo com a primeira etapa, obtém-se o valor da tensão de saída  $V_o$ .

$$V_o = V_{c1} + V_{c2} + V_{c3} \quad (3.109)$$

Diante das análises apresentadas, o ganho de tensão do conversor proposto obteve-se, aplicando (3.103), (3.108) em (3.109).

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{3}{1 - D} \quad (3.110)$$

Dessa forma, organizando-se a equação (3.110), podemos obter o valor da razão cíclica através do ganho tensão. O conversor opera de forma completar utilizando duas chaves para comutação. Podemos observar, as equações que apresentam as razões cíclicas para as duas

chaves, respectivamente.

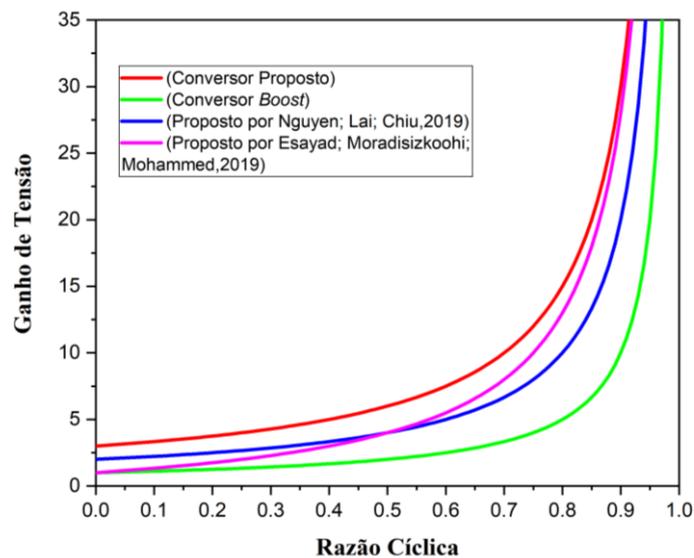
$$D_2 = 1 - \left(3 \frac{V_o}{V_{in}}\right) \quad (3.111)$$

A equação (3.111) descreve a razão cíclica para chave principal, já para a chave completar, a equação (3.112) apresenta sua razão cíclica.

$$D_1 = 1 - D_2 \quad (3.112)$$

Para melhor análise, a Figura 3.9 apresenta a comparação do ganho de tensão do conversor proposto em relação a algumas topologias propostas na literatura.

Figura 3.7- Comparação do ganho estático do conversor proposto com topologias propostas na literatura.



Fonte: elaborada pela autora.

Observando a Figura 3.7, se observa uma comparação do conversor proposto em relação ao conversor *Boost* tradicional e outras topologia da literatura. Dessa forma, o conversor proposto apresenta um bom desempenho em relação aos apresentados no gráfico. Quando a conversor comparado com o conversor *Boost* percebe-se que o ganho inicializa em 3 e o do conversor *Boost* em 1.

### 3.5 Considerações finais

O conversor híbrido de alto ganho foi analisado neste capítulo, que apresentou seu funcionamento em modo de condução contínua, através de análise quantitativa. O ganho do conversor foi apresentado realizando uma comparação do conversor proposto com o conversor *Boost* tradicional e outros conversores que estão presentes na literatura.

## 4 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR PROPOSTO

### 4.1 Introdução

Neste capítulo será apresentado o dimensionamento dos componentes do conversor. Primeiramente, será equacionado os componentes relativos ao conversor *Boost*, pois como já mencionado anteriormente, o conversor em sua estrutura possui um conversor *Boost* adicionado a células com capacitores comutados para a obtenção do ganho de tensão.

### 4.2 Dimensionamento dos componentes nominais do conversor

Inicialmente, para o desenvolvimento do equacionamento, é necessário fazer a seguinte consideração: o conversor proposto foi desenvolvido para atuar na elevação de ganho de tensão em aplicações fotovoltaicas. Portanto, no dimensionamento do conversor foram utilizados como parâmetros de projeto os parâmetros do módulo fotovoltaico Kyocera KD210GX-LPU. Todavia, os testes de laboratório do conversor não foram realizados conectados ao painel.

### 4.3 Cálculo dos principais parâmetros

Os principais parâmetros de projeto são mostrados na tabela 4.1.

Tabela 4.1- Parâmetros de projeto.

Parâmetro	Simbologia	Valor
Potência de Entrada	$P_{in}$	200 W
Tensão Nominal de Entrada	$V_{in}$	26 V
Tensão de Saída	$V_o$	260 V
Frequência de Comutação	$f_s$	50kHz
Período de Comutação	$T_s$	20 $\mu$ s
Rendimento Esperado	$\eta$	0,95
Razão Cíclica Adotada <sup>1</sup>	$D$	0,7

Fonte: elaborada pela autora.

### 4.4 Cálculo dos principais parâmetros

A potência esperada na saída pode ser definida através da equação apresentada em

<sup>1</sup> Razão cíclica adotada – Esse valor 0,7 apresentado na tabela 6.1, está relacionado ao ganho estático do conversor proposto apresentado no Capítulo 3.

(4.1).

$$P_o = P_{in} \cdot \eta = 199.5 \text{ W} \quad (4.1)$$

A corrente média de entrada é definida na equação (4.2)

$$I_{in} = \frac{P_{in}}{V_{in}} = 8.077 \text{ A} \quad (4.2)$$

A corrente de saída é definida pela equação (4.3)

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = 0.767 \text{ A} \quad (4.3)$$

A Tabela 4.2 apresenta os parâmetros nominais calculados do conversor proposto.

Tabela 4.2- Parâmetros nominais de operação do conversor proposto.

Parâmetro	Simbologia	Valor
Potência de Saída	$P_o$	199,5 W
Corrente de Entrada	$I_{in}$	8,077 A
Corrente de Saída	$I_o$	0,767 A

Fonte: elaborada pela autora.

#### 4.5 Dimensionamento do indutor $L_1$

O indutor foi dimensionado considerando a variação de corrente máxima no indutor, em relação a corrente média de entrada do conversor. Durante as etapas 1 e 2, o indutor está submetido a tensão de entrada  $V_{in}$  definida pela equação (4.4).

$$V_{L1}(t) = V_{in} = L_1 \frac{d_{iL1}}{dt} \quad (4.4)$$

No decorrer desse intervalo, a taxa de variação da corrente no indutor é uma constante, logo a corrente cresce linearmente e a equação pode ser descrita em (4.5).

$$\frac{\Delta_{iL1}}{\Delta_t} = \frac{\Delta_{iL1}}{DT} = \frac{V_{in}}{L_1} \quad (4.5)$$

A ondulação de corrente no indutor  $L_1$ , foi definida como 30%, dessa forma:

$$\Delta_{iL1} = 30\% \cdot I_{in} \quad (4.6)$$

Resolvendo-se a equação (4.6) em função de  $L_1$ , obtém-se (4.7). Onde  $f_s$  é a frequência de comutação descrita na tabela (4.1).

$$L_1 = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta i_{L1} \cdot f_s} = 150,222 \mu H \quad (4.7)$$

Os valores máximo e mínimo da corrente em  $L_1$ , podem ser determinados a partir das equações (4.8) e (4.9), respectivamente:

$$I_{L1max} = I_{in} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} = 9,288 A \quad (4.8)$$

$$I_{L1min} = I_{in} - \frac{\Delta i_{L1}}{2} = 6,865 A \quad (4.9)$$

Para a implementação deste indutor foi utilizado o núcleo MT140EE4220 da fabricante *Magmattec*. A Tabela 4.3 apresenta os parâmetros referente ao indutor de entrada  $L_1$ .

Tabela 4.3- Parâmetros do indutor de entrada  $L_1$ .

Parâmetro	Símbolo	Valor
Variação da Densidade de Fluxo Máxima	$\Delta B$	0,3 T
Densidade de corrente	$J$	307,546 A/cm <sup>2</sup>
Número de Espiras	$n_{L1}$	19
Número de Fios em Paralelo no Enrolamento	$n_{par\_L1}$	8
Fio Utilizado (AWG)	-	22
Comprimento do Entreferro	$L_{gap\_L1}$	0,72mm

Fonte: elaborada pela autora.

Os detalhes do dimensionamento magnéticos do conversor podem ser consultados no APÊNDICE A (Dimensionamento do indutor  $L_1$ ).

#### 4.6 Dimensionamento do capacitor $C_2$

O conversor proposto apresenta uma topologia híbrida que reúne o conversor *Boost* e células de capacitores comutados. Desta forma, a topologia apresentada em sua estrutura possui o conversor *Boost*, no qual o capacitor  $C_2$  é parte integrante. Assim, o capacitor  $C_2$  será calculado a partir da equação do conversor *Boost* tradicional.

A variação de tensão no capacitor foi definida como 0,5%, dessa forma:

$$\Delta_{vc} = 0,5\% \cdot V_o \quad (4.10)$$

$$C_2 = \frac{I_o \cdot D \cdot T_s}{\Delta_{vc}} = 8,26 \mu F \quad (4.11)$$

Tabela 4.4- Parâmetros do capacitor  $C_2$ .

Componente	Especificação	Número de capacitores em paralelo	Principais parâmetros
Capacitor $C_2$	B32669	3	10 Mf/250V

Fonte: elaborada pela autora.

#### 4.7 Dimensionamento das capacitâncias dos capacitores $C_4$ e $C_5$

O Dimensionamento dos capacitores são baseados na forma de onda do indutor ressonante ( $I_{Lr}$ ). A área sob a curva no decorrer do tempo de duração da segunda etapa de operação, permite o cálculo da carga dos capacitores. A capacitância exigida depende da variação da carga ( $\Delta Q$ ) e da tensão dos capacitores, podendo ser calculada por:

$$C = \frac{\Delta Q}{V_{C5}} \quad (4.12)$$

O capacitor  $C_5$  foi dimensionado para uma ondulação de 1,5%. Através da simulação observou-se que durante a segunda etapa de operação a corrente do indutor apresenta o mesmo formato de onda da corrente no capacitor, entretanto nessa etapa de operação a corrente no indutor divide-se para os capacitores  $C_5$  e  $C_4$ . Abaixo, observa-se a equação que descreve o valor da capacitância de  $C_5$ .

$$C_5 = \int_{t_1}^{t_2} \frac{\left(\frac{i_{Lr}(t_2)}{2}\right)}{(V_{C5} \cdot 1,5\%)} = 8,569 \mu F \quad (4.13)$$

Para o dimensionamento do capacitor  $C_4$  foi necessário equacionar a segunda etapa de operação, utilizando-se a equação (3.25) e substituindo-a na equação (3.23). Encontrou-se a equação da tensão e da corrente que descrevem a segunda etapa de operação. Apresentando-se o valor da capacitância de  $C_4$ :

$$C_4 = \int_{t_1}^{t_2} \frac{\left(\frac{i_{Lr}(t_2)}{2}\right)}{(V_{C4} \cdot 1,5\%)} = 8,988 \mu F \quad (4.14)$$

Para o dimensionamento das capacitâncias  $C_1$  e  $C_3$ , infere-se que possuem valores iguais as capacitâncias  $C_4$  e  $C_5$ . Dessa forma, temos:

$$C_1 = C_4 \quad (4.15)$$

$$C_3 = C_5 \quad (4.16)$$

A Tabela 4.6 apresenta os parâmetros para os capacitores  $C_1$ ,  $C_3$ ,  $C_4$  e  $C_5$ .

Tabela 4.5- Parâmetros dos capacitores  $C_1$ ,  $C_3$ ,  $C_4$  e  $C_5$ .

Componente	Especificação	Principais parâmetros
Capacitor $C_4$	B32669	10 $\mu$ F/250V
Capacitor $C_5$	B32669	10 $\mu$ F /250V
Capacitor $C_1$	B32669	10 $\mu$ F /250V
Capacitor $C_3$	B32669	10 $\mu$ F /250V

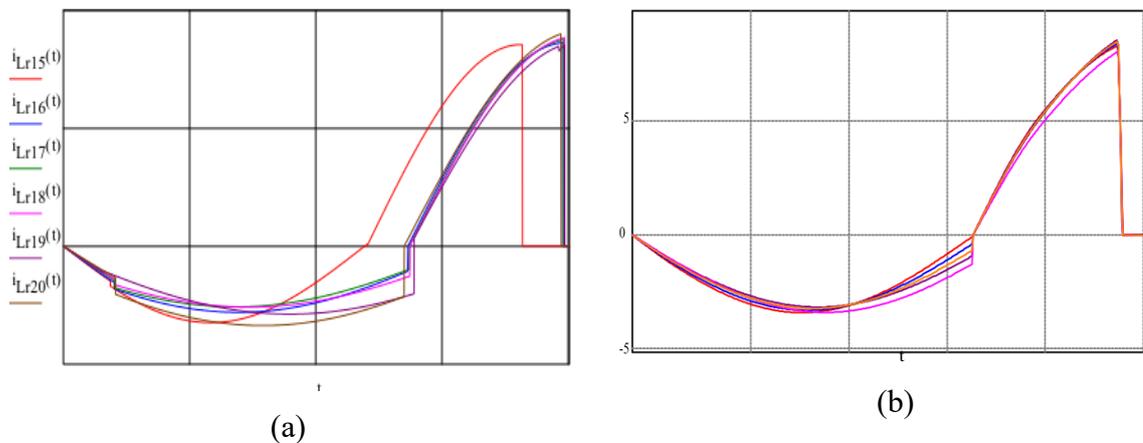
Fonte: elaborada pela autora.

#### 4.8 Desenvolvimento do valor da indutância $L_r$

Com o equacionamento das etapas de operação do conversor e os valores dos componentes dimensionado, o dimensionamento do indutor ressoante foi desenvolvido através do método Ábaco. Esse método consistiu na simulação do conversor por meio dos softwares PSIM e MATHCAD com valores de indutâncias de 1,5  $\mu$ H à 2  $\mu$ H, para que fosse observado o comportamento da curva tanto por meio de simulações quanto por planilha matemática.

A seguir será apresentado por meio da Figura 4.1 a planilha matemática quando é inserido o equacionamento do conversor para valores de indutância de 1,5  $\mu$ H a 2  $\mu$ H. O ábaco foi desenvolvido para analisar qual o valor de indutância seria implementado no circuito para que o conversor operasse com melhor eficiência.

Figura 4.1- Formas de onda para os valores de indutância de 1,5  $\mu$ H a 2  $\mu$ H. (a) Planilha matemática, (b) Conversor simulado no *software* PSIM.



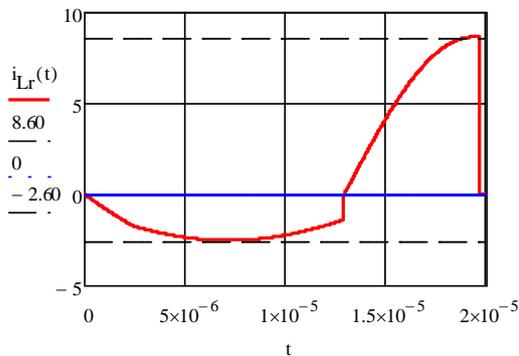
Fonte: elaborada pela autora.

Através do ábaco é possível observar que quando o valor de indutância de 1,5 $\mu$ H é inserido o gráfico apresenta um formato diferente isso ocorre por conta que o conversor

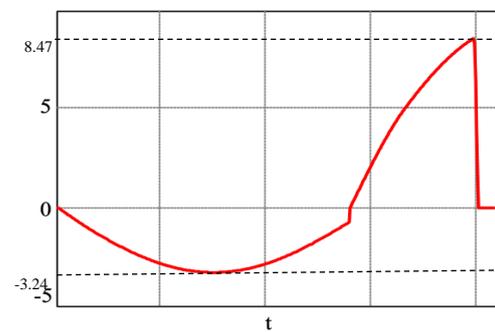
apresentou uma descontinuidade. Quando o valor de indutância começou a ser aumentado para  $1,7\mu\text{H}$ , o conversor apresenta um comportamento eficiente. No entanto, aumentando esse valor de indutância até  $2\mu\text{H}$ , o conversor apresentou reativo no circuito. Por sua vez, pode-se concluir que o valor de  $1,7\mu\text{H}$  é o mais adequado para o conversor ter uma melhor operação.

A figura 4.2, mostra as formas de onda da corrente no indutor  $L_r$  do conversor através da planilha matemática, bem como, por meio de simulação através do *software* PSIM para o valor de indutância de  $1,7\mu\text{H}$ .

Figura 4.2- Formas de ondas da corrente no indutor  $L_r$  com valor de  $1,7\mu\text{H}$  (a) por planilha e (b) por simulação.



(a)



(b)

Fonte: elaborada pela autora.

A tabela 4.7 apresenta os parâmetros do indutor.

Tabela 4.6- Parâmetros do indutor de ressonância  $L_r$

Parâmetro	Símbolo	Valor
Variação da Densidade de Fluxo Máxima	$\Delta B$	0,1 T
Densidade de Corrente	$J$	307,546 A/cm <sup>2</sup>
Número de Espiras	$n_{Ll}$	19
Número de Fios em Paralelo no Enrolamento	$n_{par\_Ll}$	6
Fio Utilizado (AWG)	-	24
Resistencia C.C do Enrolamento	$R_{Ll}$	0,066 $\Omega$
Comprimento do Entreferro	$L_{gap\_Ll}$	0,37mm

Fonte: elaborada pela autora.

Os detalhes do dimensionamento magnéticos do conversor podem ser consultados no apêndice B (Dimensionamento do indutor  $L_r$ ).

#### 4.9 Dimensionamento do interruptor $S_2$

Como já mencionado anteriormente o conversor proposto apresenta topologia híbrida, unindo o conversor *Boost* com células de capacitores comutados. Por esta razão a tensão máxima sobre o interruptor  $S_2$  é igual a tensão do capacitor  $C_2$  apresentada na equação (3.103).

Assim tem-se:

$$V_{S2} = V_{C2} = \frac{V_{in}}{(1-D)} = 86,66 V \quad (4.17)$$

Tensão média e eficaz na chave  $S_2$  pode ser calculada como:

$$V_{S2\_MED} = V_{C2} \cdot \sqrt{1-D} = 25,99 V \quad (4.18)$$

$$V_{S2\_RMS} = V_{C2} \cdot (1-D) = 47,46 V \quad (4.19)$$

Corrente média e eficaz no interruptor  $S_2$  pode ser calculada como:

$$I_{S2\_MED} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1+t_2} I_{S2} dt = 7,12 A \quad (4.20)$$

$$I_{S2\_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_1+t_2} (I_{S2}^2) dt} = 8,617 A \quad (4.21)$$

A tabela 4.8 mostra os valores calculados dos esforços no interruptor  $S_2$  para as condições normais de operação do conversor.

Tabela 4.7-Esforços no interruptor  $S_2$  para as condições normais de operação do conversor

Parâmetro	Valor
Tensão de Pico	86,66 V
Tensão Média ( $V_{S2\_MED}$ )	47,94 V
Tensão Eficaz ( $I_{S2\_RMS}$ )	25,99 V
Corrente Média ( $I_{S2\_MED}$ )	7,12 A
Corrente Eficaz ( $I_{S2\_RMS}$ )	8,617 A

Fonte: elaborada pela autora.

#### 4.10 Dimensionamento dos diodos $D_2$ e $D_4$

As tensões nos diodos  $V_{D2}$  e  $V_{D4}$ , são iguais as tensões de pico nos capacitores  $V_{C1}$  e  $V_{C3}$ , no entanto os valores de tensões médias e RMS, são os mesmos, assim têm-se:

$$V_{D2_{MED}} = V_{D4_{MED}} = V_{C1} \cdot \sqrt{1 - D_2} = 25,74 \text{ V} \quad (4.22)$$

$$V_{D2_{RMS}} = V_{D4_{RMS}} = V_{C1} \cdot (1 - D_2) = 46,99 \text{ V} \quad (4.23)$$

A Tabela 4.9 apresenta nos diodos  $D_2$  e  $D_4$  para as condições normais de operação do conversor.

Tabela 4.8- Esforços nos diodos  $D_2$  e  $D_4$  para as condições normais de operação do conversor

Parâmetro	Valor
Tensão de Pico	85,80 V
Tensão Média ( $V_{D2_{MED}} = V_{D4_{MED}}$ )	25,74 V
Tensão Eficaz ( $V_{D2_{RMS}} = V_{D4_{RMS}}$ )	46,99 V

Fonte: elaborada pela autora.

#### 4.11 Dimensionamento dos diodos $D_1$ e $D_3$

Análogo ao dimensionamento dos diodos  $D_2$  e  $D_4$ , os diodos  $D_1$  e  $D_3$  as tensões sobre eles são relativas as tensões de pico nos capacitores  $V_{C1}$  e  $V_{C3}$ , respectivamente. Como mencionado no capítulo 3, o conversor opera com duas chaves complementares, ou seja, cada par de diodos conduz durante a comutação de cada chave. Dessa forma os valores de tensões médias e RMS, são os mesmos, como pode-se observar nas equações (4.24) e (4.25):

$$V_{D1_{MED}} = V_{D3_{MED}} = V_{C1} \cdot \sqrt{1 - D_1} = 60,11 \text{ V} \quad (4.24)$$

$$V_{D1_{RMS}} = V_{D3_{RMS}} = V_{C1} \cdot (1 - D_1) = 71,85 \text{ V} \quad (4.25)$$

Para a escolha dos diodos optou-se por utilizar diodos com tecnologia *Schottky*, por apresentarem rápida recuperação reversa. A Tabela 4.10 apresenta os esforços nos diodos  $D_1$  e  $D_3$  para as condições normais de operação do conversor

Tabela 4.9- Esforços nos diodos  $D_1$  e  $D_3$  para as condições normais de operação do conversor.

Parâmetro	Valor
Tensão de Pico	85,88 V
Tensão Média ( $V_{D1_{MED}} = V_{D3_{MED}}$ )	60,11 V
Tensão Eficaz ( $V_{D1_{RMS}} = V_{D3_{RMS}}$ )	71,85 V

Fonte: elaborada pela autora.

A Tabela 4.11, apresenta as especificações dos diodos e interruptores.

#### 4.12 Especificação dos semicondutores escolhidos para o conversor

Tabela 4.10- Especificações dos diodos e interruptores

<b>Semicondutor</b>	<b>Especificação</b>
Diodo $D_1$	STPS3150
Diodo $D_2$	STPS3150
Diodo $D_3$	STPS3150
Diodo $D_4$	STPS3150
Interruptor $S_2$ e $S_1$	IPP083N10N5

Fonte: elaborada pela autora.

### 4.13 Considerações finais

Este capítulo apresentou o dimensionamento dos componentes utilizados para projetar o conversor. As principais equações utilizadas para o dimensionamento do conversor são apresentadas. Os valores dos elementos armazenadores são calculados, possibilitando realizar a escolha dos componentes. Os diodos foram escolhidos do tipo *schotty*, uma vez que apresentam uma rápida recuperação reversa possibilitando através de tal característica, o alcance de um elevado rendimento.

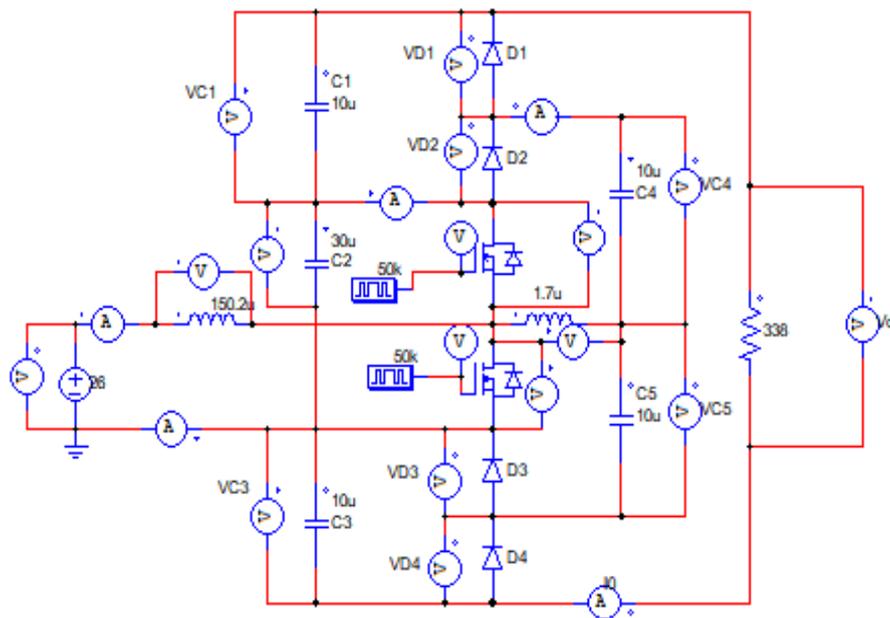
Para dimensionar o valor de indutância ressonante utilizou-se o método ábaco que visa analisar a corrente do indutor para vários valores de indutância. Esse método utilizou valores de indutância de 1.5  $\mu\text{H}$  à 2  $\mu\text{H}$ , onde as análises foram realizadas via PSIM, com vistas a adquirir os valores simulados e por meio do MATHCAD, para extrair as planilhas matemáticas de acordo com o equacionamento desenvolvido, sendo observado que o valor de 1.7 $\mu\text{H}$ , apresentou melhor resultado para o funcionamento do conversor proposto.

## 5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

### 5.1 Introdução

Este capítulo apresenta os resultados de simulação do conversor proposto. As simulações têm como principal objetivo auxiliar e emular o protótipo do conversor, permitindo que seu desenvolvimento tenha maior segurança. Desta forma, escolheu-se o *software* PSIM para simular o circuito do conversor. A Figura 5.1, apresenta a estrutura simulada do conversor.

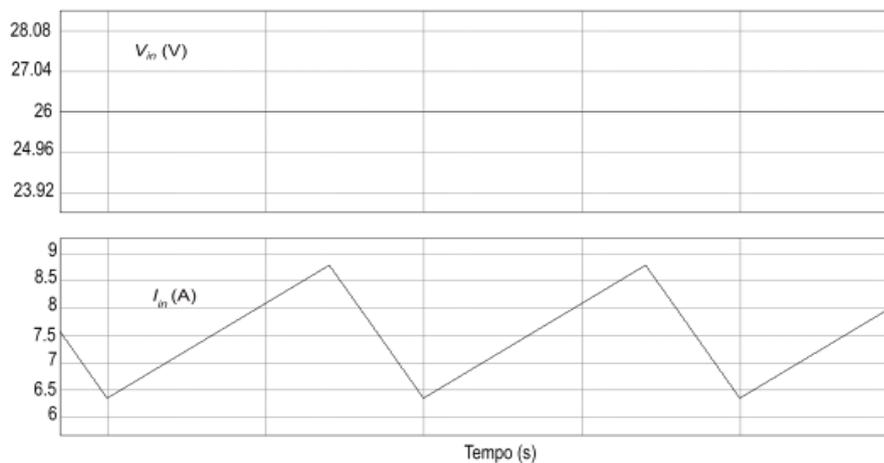
Figura 5.1- Estrutura simulada do conversor.



Fonte: elaborada pela autora.

Todos os resultados de simulação serão apresentados a seguir. A figura 5.2 mostra as formas de onda de tensão e da corrente na entrada.

Figura 5.2- Tensão e corrente na entrada do conversor.

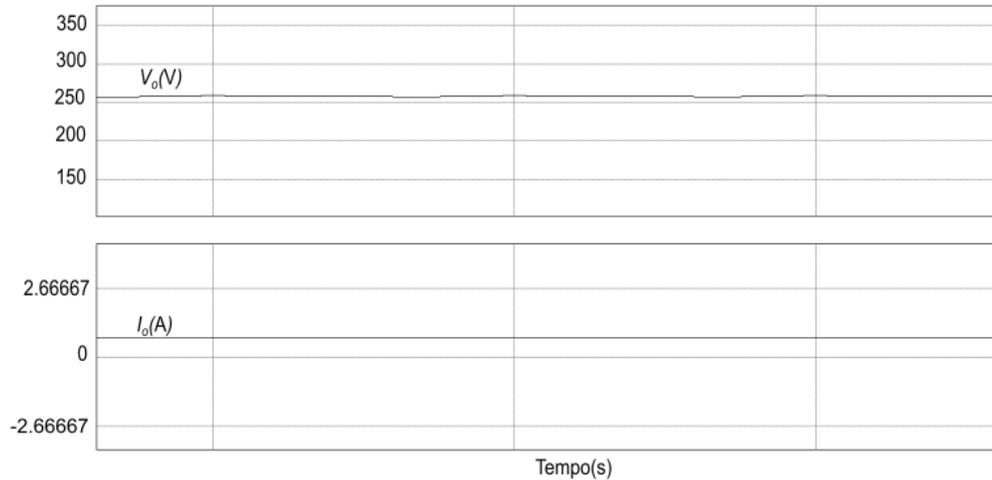


Fonte: elabora pelo autor.

A Figura 5.2 mostra a tensão de entrada ( $V_{in}$ ) cuja o valor é de 26 V e corrente de entrada ( $I_{in}$ ) com valor de 7,58 A.

Na Figura 5.3 é apresentado as formas de onda da tensão e corrente saída.

Figura 5.3- Tensão e corrente na saída do conversor.

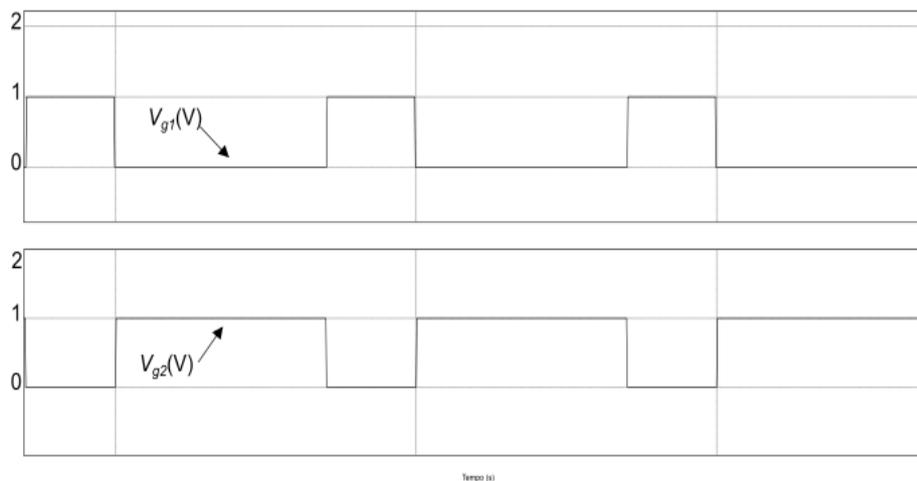


Fonte: elaborada pela autora.

Na figura 5.3 o valor para tensão e corrente de saída são 257,66 V e 762 mA, respectivamente.

A tensão nas chaves  $V_{g1}$  e  $V_{g2}$  podem ser observados na Figura 5.4.

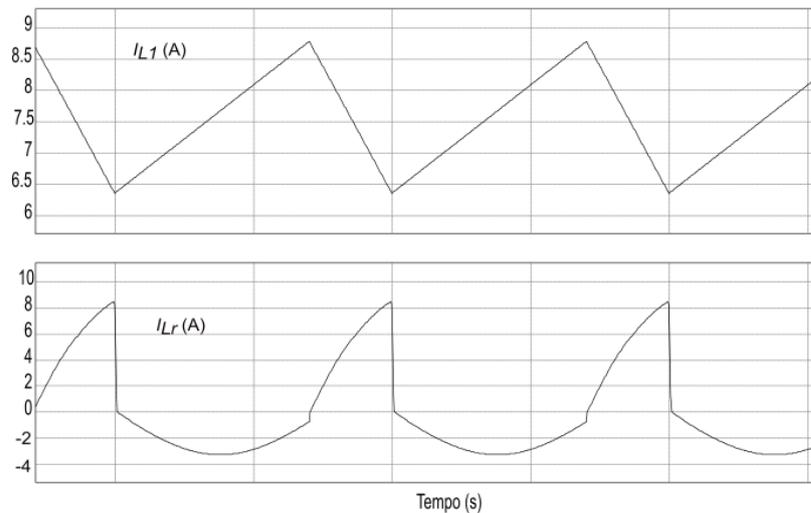
Figura 5.4- Tensão nas chaves  $V_{g1}$  e  $V_{g2}$ .



Fonte: elaborada pela autora.

A corrente no indutor de entrada e corrente no indutor ressonante são apresentadas na Figura 5.5.

Figura 5.5- Correntes nos indutores  $I_{L1}$  e  $I_{Lr}$ .

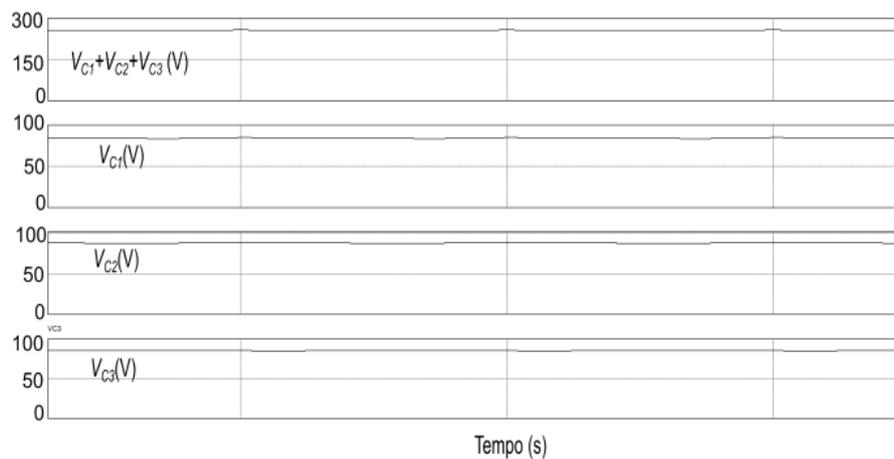


Fonte: elabora pelo autor.

Na figura 5.5 é mostrado as formas de onda da corrente no indutor de entrada com valores de  $I_{max}=8,78$  A,  $I_{min}= 6,36$  A,  $I_{med}= 7,58$  A e corrente no indutor ressonante que apresenta o valor  $I_{rms}$  de 3,68 A.

As tensões nos capacitores  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$ , bem como a soma das tensões que equivalem ao valor da tensão de saída, são apresentadas na Figura 5.6.

Figura 5.6- Tensão nos capacitores  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$ .

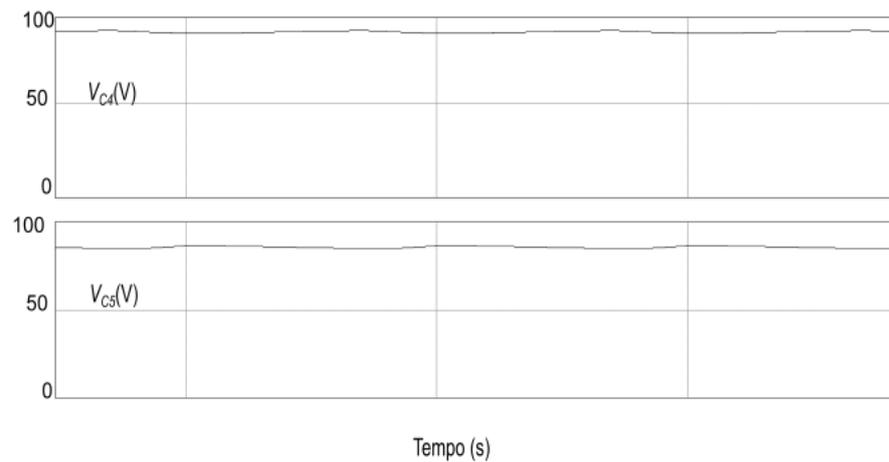


Fonte: elaborada pela autora.

As tensões médias nos capacitores observando através da Figura 5.6 são 84,69 V para o capacitor  $C_1$ , 87,17 para o capacitor  $C_2$  e 85,50 para o capacitor  $C_3$ .

A tensões nos capacitores  $V_{c4}$  e  $V_{c5}$  podem ser apresentadas na Figura 5.7.

Figura 5.7- Tensão nos capacitores  $C_4$  e  $C_5$ .

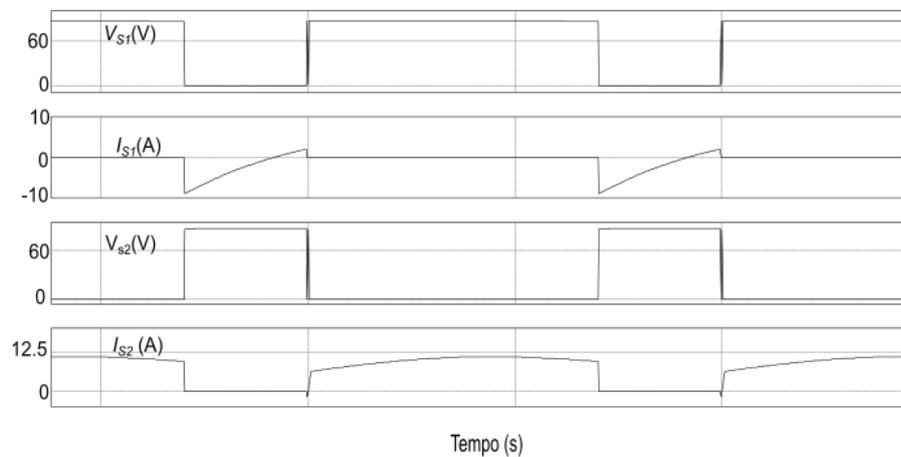


Fonte: elaborada pela autora.

Para os capacitores  $C_4$  e  $C_5$ , são apresentados os seguintes valores de tensões médias 87,05 V e 85,69 V, respectivamente.

A Figura 5.8 apresenta Tensão e corrente nos interruptores.

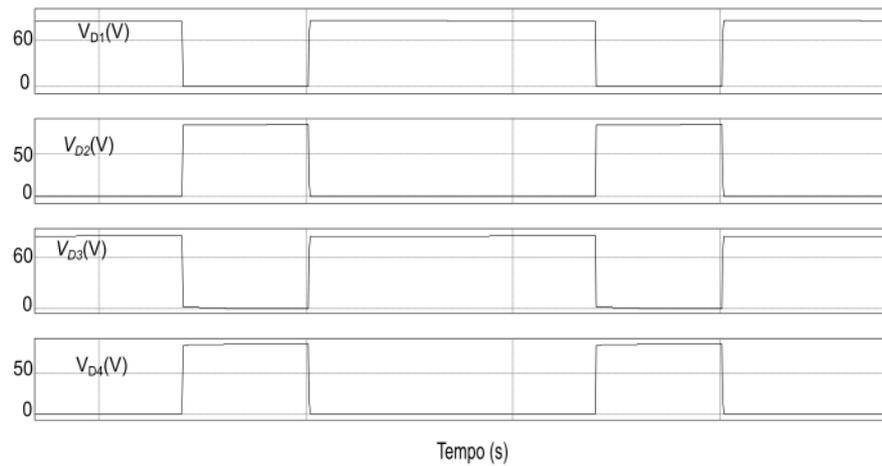
Figura 5.8- Tensão e corrente nos interruptores.



Fonte: elaborada pela autora.

A Figura 5.8 mostra os valores pico para as tensões nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , bem como suas respectivas correntes. Para o interruptor  $S_1$  a tensão de pico é igual 87,55 V e para o valor de corrente 2,98 A. Para o interruptor  $S_2$  a tensão de pico é igual 87,54 V e para o valor de corrente 11,02 A.

Figura 5.9- Tensão nos diodos  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$ .



Fonte: elaborada pela autora.

A figura 5.9 apresentou as tensões de pico para os diodos,  $V_{D1} = 84,22$  V,  $V_{D2} = 85,23$  V,  $V_{D3} = 85,38$  V e  $V_{D4} = 85,88$  V.

## 5.2 Considerações finais

Neste capítulo, a partir dos resultados acima simulados, são apresentadas as principais formas de onda de tensão e corrente, referentes à operação do conversor em regime permanente.

## 6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

### 6.1 Introdução

Com a finalidade de analisar a eficácia da operação e o desempenho do conversor proposto, um protótipo foi desenvolvido em laboratório utilizando-se dos parâmetros de projeto apresentados na Tabela 6.1, Tabela 6.2 e na Tabela 6.3 é apresentado os componentes utilizados. Para realização do procedimental experimental, o mesmo foi realizado em laboratório utilizando os seguintes componentes apresentados na Tabela 6.1.

Tabela 6.1- Especificação dos componentes utilizados para montagem do protótipo.

Componentes	Referência
Fonte regulada de tensão	HP 6033A
Capacitor na entrada do conversor	1000 uF/250 V EPCOS
Resistência variável	ELWE
Osciloscópio	MSO 5034
Sonda de Corrente	TCP312A
Ponteiras de Tensão diferencial	P5200A
Analisador de potência	PA4000

Fonte: elaborada pela autora.

### 6.2 Ensaio do conversor proposto

Os parâmetros de projeto e a lista de componentes utilizadas para o desenvolvimento do protótipo do conversor são apresentados na Tabela 6.2 e 6.3, respectivamente.

Tabela 6.2-Parâmetros de projeto.

Parâmetro	Simbologia	Valor
Potência de Entrada	$P_{in}$	200 W
Tensão Nominal de Entrada	$V_{in}$	26 V
Tensão de Saída	$V_o$	260 V
Frequência de Chaveamento	$f_s$	50kHz
Período de Comutação	$T_s$	20 $\mu$ s
Rendimento Esperado	$\eta$	0,95
Razão cíclica Adotada	$D$	0,7

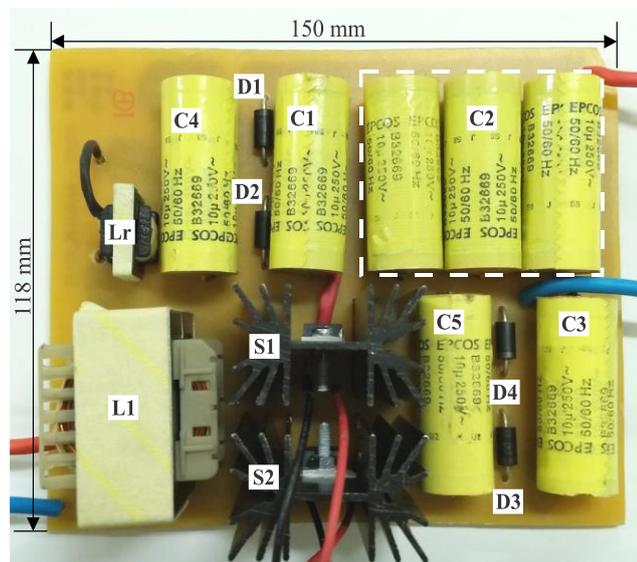
Fonte: elaborada pela autora.

Tabela 6.3- Lista de componentes.

Componente	Valor/Modelo
$S_1, S_2$	IPP083N10N5
$D_1, D_2, D_3, D_4$	STPS3150
$C_2$	B32669 3 x 10 $\mu$ F / 250V EPCOS
$C_1, C_3, C_4, C_5$	B32669 10 $\mu$ F / 250V EPCOS
$L_1$	150.2 $\mu$ H / Núcleo: MT140EE4220 Magmattec N $^\circ$ espiras = 19 Fio: 8x22AWG / Entreferro 0,72 mm
$L_r$	1.7 $\mu$ H / Núcleo: MT140EE2005K Magmattec N $^\circ$ espiras = 4 Fio: 6x24AWG / Entreferro 0,37 mm

Fonte: elaborada pela autora.

Figura 6.1 Protótipo do conversor.

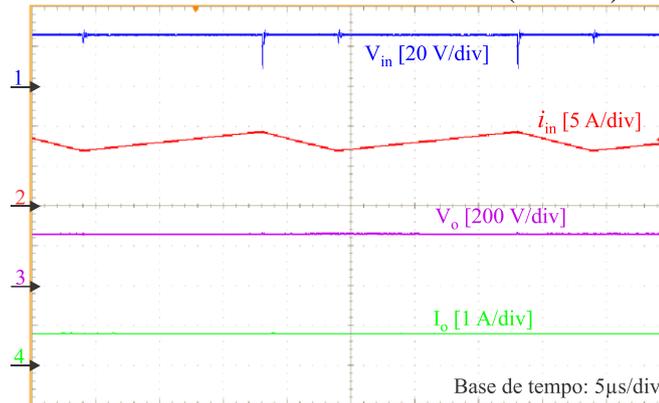


Fonte: elaborada pela autora.

Como pode ser visto na Figura 6.1 apresenta-se o protótipo do conversor proposto, com a identificação de cada componente. O capacitor  $C_2$  por possuir uma capacitância de 30 $\mu$ F, associou-se em paralelo três capacitores de 10 $\mu$ F.

A Figura 6.2 apresenta a tensão e corrente de entrada ( $V_{in}$  e  $I_{in}$ ) e saída ( $V_o$  e  $I_o$ ) do conversor proposto.

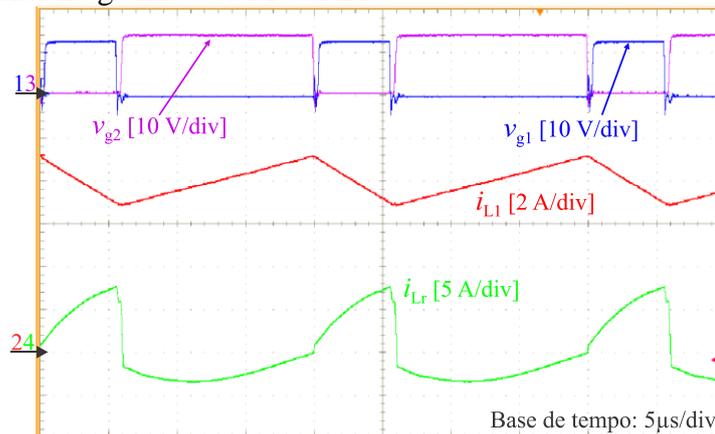
Figura 6.2- Formas de onda da tensão e corrente de entrada ( $V_{in}$  e  $I_{in}$ ) e saída ( $V_o$  e  $I_o$ ).



Fonte: Elaborada pelo autor.

A corrente no indutor de entrada ( $I_{L1}$ ), a corrente no indutor ( $I_{Lr}$ ) ressonante e o sinal no gatilho dos interruptores ( $V_{g1}$  e  $V_{g2}$ ) podem ser vistos na Figura 6.3.

Figura 6.3- Formas de onda da corrente no indutor de entrada ( $I_{L1}$ ), corrente no indutor ressonante ( $I_{Lr}$ ) e sinal no gatilho dos MOSFETs.



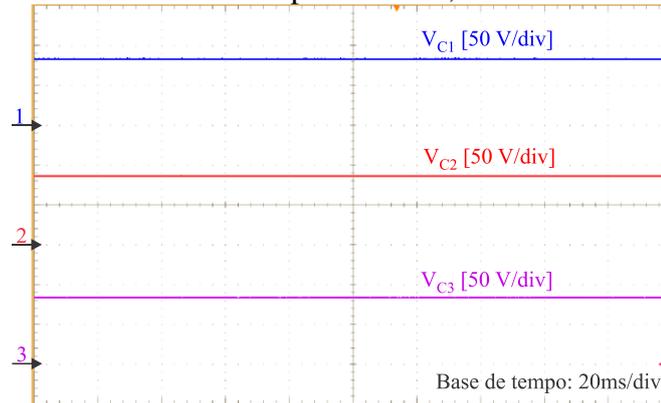
Fonte: elaborada pela autora.

O indutor  $L_1$  está operando em MCC, a corrente média obtida experimentalmente foi de 7,9 A. A variação de corrente no indutor foi de 2,3 A correspondendo a 30% da corrente média conforme considerações de projeto. O valor eficaz de corrente obtido no indutor ressonante foi de 3,85 A.

As tensões nos capacitores  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$  são apresentadas na Figura 6.4 Os valores médios de tensão obtidos experimentalmente foram de 83,1 V em  $C_1$ , 85,5 V em  $C_2$  e 84,6 V em  $C_3$ .

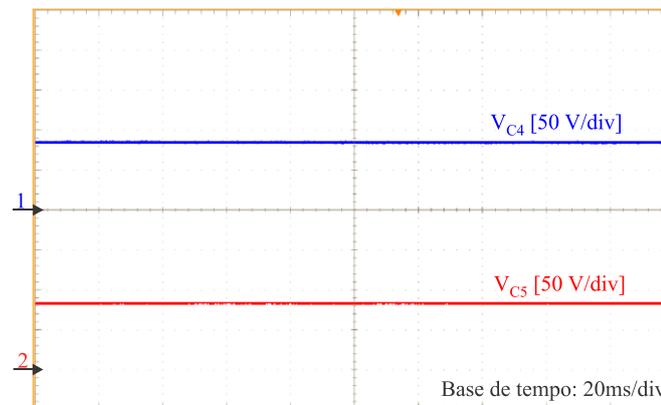
As tensões nos capacitores  $C_4$  e  $C_5$  são mostradas na Figura 6.5. Os valores médios de tensão obtidos foram de 85,1 V em  $C_4$  e 83,2 V em  $C_5$ . Os capacitores estão operando de acordo com o projetado.

Figura 6.4- Formas de onda da tensão nos capacitores  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$ .



Fonte: elaborada pela autora.

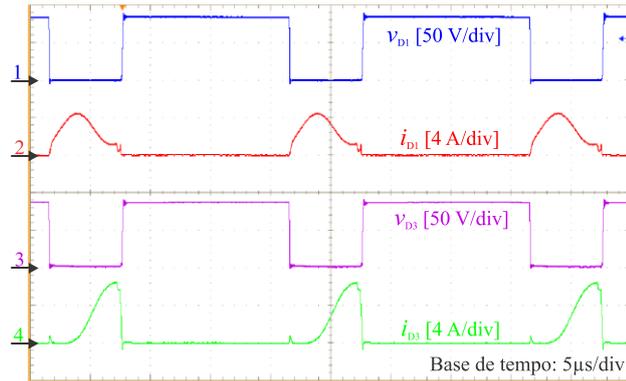
Figura 6.5- Formas de onda da tensão nos capacitores  $C_4$  e  $C_5$ .



Fonte: elaborada pela autora.

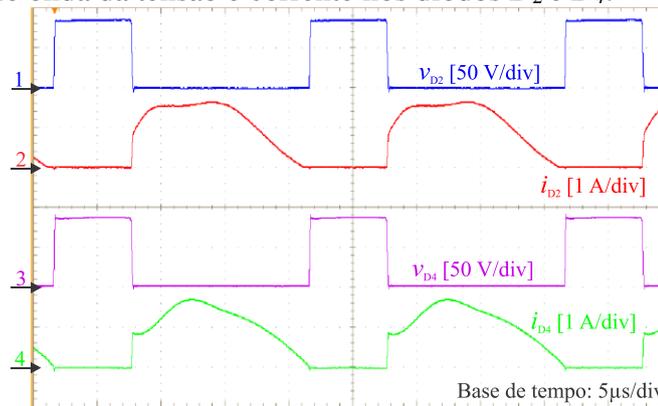
A Figura 6.6 mostra as tensões e correntes nos diodos  $D_1$  e  $D_3$ . Os valores máximos de tensão e corrente obtidos experimentalmente foram de 85,3 V e 4,3 A em  $D_1$ , 87 V e 6,4 A em  $D_3$ . A Figura 6.7 mostra as tensões e correntes nos diodos  $D_2$  e  $D_4$ . Os valores máximos de tensão e corrente obtidos experimentalmente foram de 83,6 V e 1,63 A em  $D_2$ , 84,4 V e 1,7 A em  $D_4$ . Os esforços de tensão nos semicondutores foram reduzidos possibilitando a utilização de diodos *schottky* convencionais de baixa tensão, que possuem baixas perdas por condução e custo reduzido.

Figura 6.6- Formas de onda da tensão e corrente nos diodos  $D_1$  e  $D_3$ .



Fonte: elaborada pela autora.

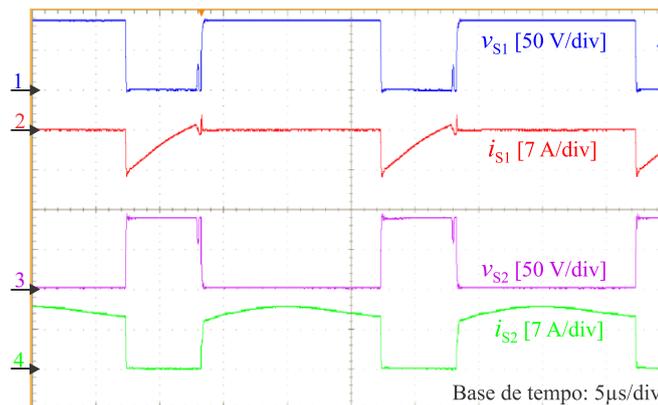
Figura 6.7- Formas de onda da tensão e corrente nos diodos  $D_2$  e  $D_4$ .



Fonte: elaborada pela autora.

A Figura 6.8 mostra as formas de onda da tensão e corrente nos MOSFETs  $S_1$  e  $S_2$ .

Figura 6.8- Tensão e corrente nos MOSFETs  $S_1$  e  $S_2$ .



Fonte: elaborada pela autora.

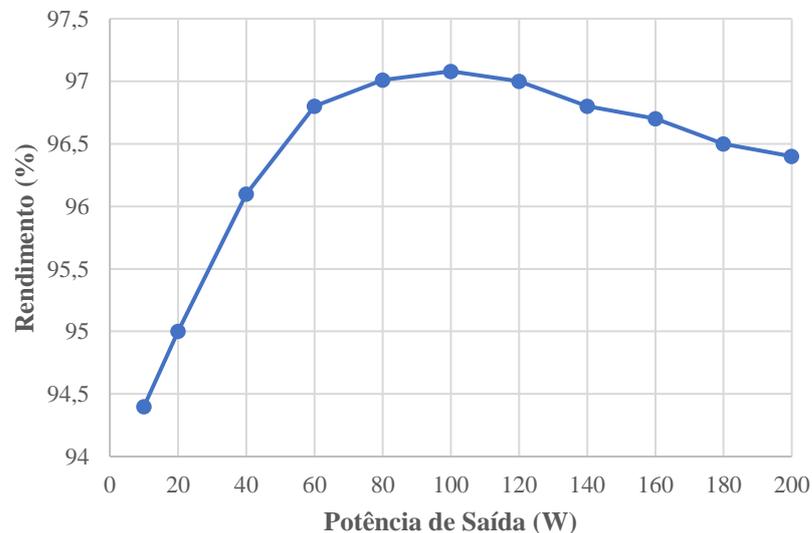
### 6.3 Rendimento do conversor

Para obtenção do rendimento do conversor proposto utilizou-se um analisador de potência Tektronix PA4000. Todavia, mesmo o conversor não sendo testado na prática conectado a um painel fotovoltaico, esta será a aplicação a ser testada em pesquisas futuras. Desta forma, optou-se por fazer o estudo do rendimento do conversor baseado nos padrões

EURO e CEC (ONGUN; ÖZDEMIR), utilizados em aplicações fotovoltaicas. Além disso, optou-se por testar o conversor operando-se com e sem o indutor ressonante. A Figura 6.10 apresenta o rendimento do conversor proposto. O valor máximo de rendimento do conversor proposto foi de 97,1% em uma potência de 90 W e 96,4% em condições nominais de projeto. No entanto, em aplicações fotovoltaicas, esses modelos de rendimento levam em conta os diferentes níveis de irradiação solar em determinadas regiões.

$$\begin{aligned}\eta_{EURO} &= (0,03 \cdot 94,4\%) + (0,06 \cdot 95\%) + (0,13 \cdot 96,1\%) \\ &+ (0,1 \cdot 96,8\%) + (0,48 \cdot 97,08\%) + (0,2 \cdot 96,4\%) = 96,58\% \\ \eta_{CEC} &= (0,04 \cdot 95\%) + (0,05 \cdot 96,1\%) + (0,12 \cdot 96,8\%) \\ &+ (0,21 \cdot 97,08\%) + (0,53 \cdot 96,8\%) + (0,05 \cdot 96,4\%) = 96,73\%\end{aligned}$$

Figura 6.9- Rendimento do conversor proposto e do conversor modificado.



Fonte: elaborada pela autora.

#### 6.4 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais. As formas de onda apresentadas são semelhantes as formas de onda plotadas por simulação. Com isso, podemos inferir que os esforços de tensão nos semicondutores foram reduzidos, bem como o conversor atingiu um rendimento com valor máximo de 97,1% em uma potência de 90 W e 96,4% em condições nominais de projeto. O conversor opera em malha aberta, no entanto para os disparos dos semicondutores foi utilizado um circuito de comando.

## 7 CONCLUSÃO

Os conceitos dos tipos de conversores de alto ganho foram discutidos, destacando os conversores de alto ganho com capacitores comutados e indutores ressonantes, bem como as células multiplicadoras de tensão. Esse estudo auxiliou no processo para o desenvolvimento da topologia proposta.

Foi proposto um protótipo, no qual foi adicionado um pequeno indutor ressonante  $L_r$  para limitar os picos de corrente e melhorar a comutação nos interruptores. O equacionamento desenvolvido teve como finalidade justificar o valor de indutância utilizada. Para isso, o conversor foi submetido aos valores de indutância de  $1,5\mu\text{H}$  à  $2\mu\text{H}$ , para se observar o comportamento do conversor. Dentre esses resultados o valor de  $1,7\mu\text{H}$  justificou-se através dessas análises.

Este conversor apresentou vantagens como a redução do estresse de tensão nos semicondutores com valor máximo de  $91,1\text{ V}$  e mínimo de  $83,6\text{ V}$ , baixa ondulação de corrente na entrada possibilitando o uso em energias renováveis. Além disso, o conversor obteve um rendimento máximo de  $97,1\%$  e um ganho estático igual a 10. No protótipo montado, as resistências dos capacitores ajudam a evitar os picos de corrente nos interruptores.

Além disso, propõe-se para trabalhos futuros que o protótipo poderá ser implementado com componentes SMD (*Surface Mounting Device*) no qual existem capacitores com resistências série equivalentes menores e praticamente sem indutâncias parasitas.

## REFERÊNCIAS

ABRAHAM. Chikku; R. Rakhee, and JOSE. Babita Roslind, "A Multiple Input Multiple Gain Switched Capacitor DC-DC Converter with Reduced", **2014 Fifth International Symposium on Electronic System Design**, Surathkal, India, 2014, pp. 104-108.

NGUYEN. Anh Dung; JASON LAI. Jih Sheng and CHIU., Huang Jen, "Analysis and Implementation of a New Non-isolated High-Voltage-Gain Boost Converter," **2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, Baltimore, MD, USA, 2019, pp. 1251-1255

ALCAZAR. Yblin Janeth Acosta; OLIVEIRA. Demercil de Souza; TOFOLI. Fernando Lessa and BASCOPE. René Pastor Torrico. "DC–DC Nonisolated Boost Converter Based on the Three-State Switching Cell and Voltage Multiplier Cells," In: **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 60, no. 10, pp. 4438-4449, Oct. 2013.

ALI. Muhammed Yasir Khan; AZHAR. Muhammed; SAEED. Laraib; KHAN. Sajjad Ali; SOOMRO. Jahangeer, A High Gain Multiport Non-Isolated DC-DC Converter for PV Applications, **2019 2nd International Conference on Computing, Mathematics and Engineering Technologies (iCoMET)**, Sukkur, p. 1-6, January. 2019.

ALI. Channa Babar; KHAN. Abdul Haseeb; PERVEZ. Kawish; AWAN. Talat Mehmood NOORWALI. Abdulfattah; SHAH. Syed Aziz, High Efficiency High Gain DC-DC Boost Converter Using PID Controller for Photovoltaic Applications, **2021 Congresso Internacional de Tecnologia Avançada e Engenharia (ICOTEN)**, Taiz, p. 1-7, July. 2021.  
**and Information Technology (ECTI-CON)**, Phuket, Thailand, 2017, pp. 310-313

BARBI, Ivo. **Inversores Monofásicos**: Florianópolis: Ed. do Autor, 2022.

BELLINI. Armando; BIFARETTI. Stefano; IACOVONE. Vincenzo: Zero-Voltage transition full bridge DC-DC converter for photovoltaic applications, **SPEEDAM 2010**, Pisa: IEEE, p. 448-453, June. 2010.

BOUJELBEN. Nesrine, MASMOUDI. Ferdaous, DJEMEL. Mohamed and DERBEL. Nabil, "Design and comparison of quadratic boost and double cascade boost converters with boost converter," 2017 14th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD), Marrakech, Morocco, 2017, pp. 245-252.

BRITO. Moacyr Aureliano Gomes de; GALOTTO. Luigi; SAMPAIO. Leonardo Poltronieri; MELO. Guilherme de Azevedo e Melo; CANESIN. Carlos Alberto, Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications, In: **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 3, p. 1156-1167, March. 2013.

CARDOSO, Vanderlei. **Conversor duplo Boost-FlyBack alto ganho**. 2018. 149f. Dissertação (Mestrado em engenharia elétrica) - Programa de Pós-Graduação em engenharia elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, 2018.

CHANG. Yuen Haw.; CHEN. Yu Jhang, Modeling and implementation of high-gain switched-inductor switched-capacitor converter, **2014 International Symposium on Integrated Circuits (ISIC)**, Singapore, p. 9-12, February. 2014.

CHEN. Jiann Fuh; LIU. Wei Shih; LIN. Ray Lee; LIANG. Tsorng Juu and LIU. Ching Hsiung, "High-Efficiency Cascode Forward Converter of Low Power PEMFC System," 2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, Shanghai, China, 2006, pp. 1-7.

CHENG. K. W. E, "New generation of switched capacitor converters," **PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference** (Cat. No.98CH36196), Fukuoka, Japan, 1998, pp. 1529-1535 vol.2.

DAS. Moumita; PAL. Monidipa; AGARWAL. Vivek. Novel High Gain, High Efficiency DC–DC Converter Suitable for Solar PV Module Integration With Three-Phase Grid Tied Inverters, In: **IEEE Journal of Photovoltaics**, v. 9, n. 2, p. 528-537, March 2019.

DELSHAD. M; MOHAMMADI. S and MOOSAVI. S, "A new cascaded high step-up DC-DC converter," 2012 9th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, Phetchaburi, Thailand, 2012, pp. 1-4.

DICKSON. Jonh F, On-chip high voltage generation in NMOS integrated circuits using an improved voltage multiplier technique, **IEEE J. Solid-State Circuits**, v. 11, p. 374-378, June. 1976.

DO. Wanglok; KITTIPANYANGAM. Soranaut, and EGUCHI. Kei, "Comparative Analysis on Three Types of Switched-Capacitor DC-DC Converters", **2017 14th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications**.

ELSAYAD. Nour; MORADISIZKOOHI. Hadi and MOHAMMED. Osama A. "A Single-Switch Transformerless DC--DC Converter With Universal Input Voltage for Fuel Cell Vehicles: Analysis and Design," in **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, vol. 68, no. 5, pp. 4537-4549, May 2019.

FOROUZESH, Mojtaba; SIWAKOTI. Yam P; GORJI, Saman A; BLAABJERG, Frede and LEHMAN, Brad "Step-Up DC–DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications," in **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 32, no. 12, pp. 9143-9178, Dec. 2017.

HU. Xuefeng; GONG. Chunying, A High Gain Input-Parallel Output-Series DC/DC Converter With Dual Coupled Inductors. In: **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 30, no. 3, pp. 1306-1317, March 2015.

IOINOVICI. Adrian, Switched-capacitor power electronics circuits, in **IEEE Circuits and Systems Magazine**, v. 1, n. 3, p. 37-42, 2001.

IOINOVICI. Adrian, Switched-Capacitor Power Electronics Circuits, in **IEEE Circuits and Systems Magazine**, vol. 1, no. 3, pp. 37-42, 2001.

K. C. Tseng and T. J. Liang, "Novel high-efficiency step-up converter," **IEE Proc. Elect. Power Appl.**, vol. 151, no. 2, pp. 182–190, Mar. 2004.

KADALGI. Riyaz and DHANALAKSHMI. R, "Interleaved Boost Converter with Voltage Multiplier Module for High Voltage Gain," **2018 2nd International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICOEI)**, Tirunelveli, India, 2018, pp. 101-106.

KUMAR. Nikhil and VEERACHARY. M, "Analysis and design of high gain fourth-order boost converter," 2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Trivandrum, India, 2016, pp. 1-6.

LEE. Woo Sin; DO. Hyun Lark, "High Step-Up Coupled-Inductor Cascade Boost DC–DC Converter With Lossless Passive Snubber", in **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 65, no. 10, October 2018.

LI. Yiyang; SOON. Jhon Long.; SATHIAKUMAR. Swamidoss, Improved quadratic boost converter using cross coupled-inductor, In: **2018 IEEE 4th Southern Power Electronics Conference (SPEC)**, Singapore, p. 1–6, December. 2018.

MAHMOOD. Arshad; ZAID. Mohammad; AHMAD. Javed; KHAN, Mohd Anas; KHAN. Shahrukh; SIFAT. Zaid; LIN. Chang Huga; SARWAR. Adil; TARIQ. Mohad; ALAMRI. Basem, A Non-Inverting High Gain DC-DC Converter With Continuous Input Current, In: **IEEE Access**, v. 9, p. 54710-54721, April. 2021.

MAYER. Robson, **CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS INTERCALADOS APLICADOS A BORDO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS**. 2019. 361f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica- Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinvile- SC, 2019.

MUHAMMAD. Musbahu; ARMSTRONG. Mattew and ELGENDY. Mohammed A, "A Nonisolated Interleaved Boost Converter for High-Voltage Gain Applications," in **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, vol. 4, no. 2, pp. 352-362, June 2016.

NGO. Khai. D. T.; WEBSTER. James Rodney, Steady-state analysis and design of a switched-capacitor DC-DC converter, In: **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v. 30, n. 1, p. 92-101, January. 1994.

PARK. Ki Bum; Moon. Gun Moon and YOUN. Myung Joong, "Nonisolated High Step-Up Stacked Converter Based on Boost-Integrated Isolated Converter," In: **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 26, no. 2, pp. 577-587, Feb. 2011.

RAMOS. Leyva J; VARONA. Mota, LOPEZ. M G Ortiz, SALDIERNA. L H Diaz and -CORDOBA. D Langarica, "Control Strategy of a Quadratic Boost Converter With Voltage Multiplier Cell for High-Voltage Gain," in **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, vol. 5, no. 4, pp. 1761-1770, Dec. 2017.

ROCHA; Antonia Fernandes da. **Estudo de um Conversor CC-CC Elevador com Capacitor Comutado para Leds Aplicado a Sistemas Fotovoltaicos**. 2015. 148 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)- Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Federal do Ceará, 2015.

SALEHI Seyed Mohsen; DEGHAN. Seyed Mohammed and Hasanzadeh. Saeed, "Interleaved-Input Series-Output Ultra-High Voltage Gain DC–DC Converter," in **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 34, no. 4, pp. 3397-3406, April 2019.

SALEHI. Sama; ZAHED. Neda; KHEIROLLAHI. Reza; BABAEI. Ebrahim, Ultra High Step-up DC-DC Converter Based on Switched Inductor-Capacitor Cells, **2019 10th**

**International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)**, Shiraz, p. 367-372, April. 2019.

SALEHI. Seyed Mohsen; DEHGTHAN. Mohammed Seyed, and HASANZADEH. Saeed, "Interleaved-Input Series-Output Ultra-High Voltage Gain DC–DC Converter", in **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 34, no. 4, April 2019.

SAMIULLAH. MD.; IQBAL. Atif; ASHRAF. Imtiaz; RAHME. Sandy: Split Duty Super Boost Converter for High Voltage Applications in a DC Microgrid, In: **IEEE Access**, v. 9, p. 101078-101088, July. 2021.

SCHMITZ. Lenon; MARTINS. Denizar; C. and COELHO. Roberto F, "Comprehensive Conception of High Step-Up DC–DC Converters With Coupled Inductor and Voltage Multipliers Techniques," in **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, vol. 67, no. 6, pp. 2140-2151, June 2020.

SCHMITZ. Lenon; MARTINS. Denizar; C. and COELHO. Roberto F, "Generalized High Step-Up DC-DC Boost-Based Converter With Gain Cell," in **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, vol. 64, no. 2, pp. 480-493, Feb. 2017.

SCHMITZ. Lenon; MARTINS. Denizar; C. and COELHO. Roberto F, "Generalized High Step-Up DC-DC Boost-Based Converter With Gain Cell," in **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, vol. 64, no. 2, pp. 480-493, Feb. 2017.

SHIAVON. Giordano Luigi. **Conversores CC-CC de alto de ganho utilizando indutores acoplados, células multiplicadoras de tensão e capacitores comutados**. 2022. 111f. Dissertação (Mestrado em engenharia elétrica) - Programa de Pós-Graduação em engenharia elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2022.

**SHOYAAMA. MASAHITO, AND NINOMIYA. TAMOTSU, "OUTPUT VOLTAGE CONTROL OF RESONANT BOOST SWITCHED CAPACITOR CONVERTER", 2007 POWER CONVERSION CONFERENCE, Nagoya, Japan, 2007, pp. 899-903.**

UMENO Tohru; TAKAHASHI Kiyoshi; OOTA. Ichirou ; UENO. Fumio.; INOUE. Takahiro, New switched-capacitor DC-DC converter with low input current ripple and its hybridization, **Proceedings of the 33rd Midwest Symposium on Circuits and Systems**, vol.2, p. 1091-1094, August. 1990.

VAZQUEZ. N; ESTRADA. L; HERNANDEZ. C and RODRIGUEZ. E, "The Tapped-Inductor Boost Converter," **2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vigo**, Spain, 2007, pp. 538-543.

WU. Gang; RUAN. Xinbo; YE. Zhihong, High Step-Up DC–DC Converter Based on Switched Capacitor and Coupled Inductor, **IEEE Trans. Ind. Electron**, Singapore, v. 65, n. 7, pp. 5572–5579, July. 2018.

YANG. Lei; YU. Wenquian; ZHANG. Jiaxiang, High Voltage Gain Ratio Isolated Resonant Switched-Capacitor Converter for Sustainable Energy, in **IEEE Access**, v. 7, p. 23055-23067, January. 2019.

YEUNG. Y. P Benny; CHENG. K. W. E; HO. S. L ; LAW. K.K, and SUTANTO. Danny, "Unified analysis of switched-capacitor resonant converters", in **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 51, no. 4, pp. 864-873, Aug. 2004.

ZANG. Min; WEI. Zengyi; ZHOU Mingzhu; WANG. Fenglian; CAO. Yinchang and QUAN Limian, "Advanced Symmetrical Voltage Quadrupler Rectifiers for High Step-Up and High Output-Voltage Converters," In: **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 28, no. 4, pp. 1622-1631, April 2013.

ZHAO. Jiawei; CHEN. Daolian, A Novel High Step-Up Quasi-Z-source DC-DC Converter with Coupled-inductor and Switched-Capacitor Techniques, **2021 IEEE 12th Energy Conversion Congress & Exposition - Asia (ECCE-Asia)**, Singapore, p. 2181-2186, July. 2021.

ZHAO. Qun, and Lee. Fred C, "High-Efficiency, High Step-Up DC-DC Converters", **IEEE Transactions on Power Electronics**., vol. 18, no. 1, January 2003.

ZHU. Bixin; WANG. Han; VILATHGAMUWA. Don Mahinda. Single-switch high step-up boost converter based on a novel voltage multiplier. **IET PowerElectron**, vol 12, pp. 3732-3738, October.2019.

ZHU. Xiaoquan; ZHANG. Bo; LI, Zhong; LI. Hong and RAN. Li, "Extended Switched-Boost DC-DC Converters Adopting Switched-Capacitor/Switched-Inductor Cells for High Step-up Conversion," in **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, vol. 5, no. 3, pp. 1020-1030, Sept. 2017.

## APENDICE A- DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR L<sub>1</sub>

### Dimensionamento de Indutor L<sub>1</sub>

Desenvolvida por: Edilson Mineiro

#### 1 - Especificações:

$L_{\text{cc}} = 150.2 \times 10^{-6}$	[H]	[Indutância]
$I_{\text{peak}} = 9.288$	[A]	[Valor de pico da corrente]
$\Delta I_L = 2.423$	[A]	[Variação da corrente]
$I_{\text{rms}} = 7.97$	[A]	[Valor eficaz da corrente]
$I_{\text{cc}} = 7.94$	[A]	[Valor médio de corrente]
$f = 50 \cdot 10^3$	[Hz]	[Frequencia de operação]
$K_w = 0.4$		[Fator de utilização da área do enrolamento]

Sendo os fios com uma geometria circular, os enrolamentos ocupam apenas uma determinada área da janela disponível conforme pode ser observado na Figura abaixo. Desta forma faz-se necessário definir uma constante  $k_w$  denominada "fator de ocupação do cobre dentro do carretel"

$J_{\text{cc}} = 350$	[A/cm <sup>2</sup> ]	[Densidade de corrente]
-----------------------	----------------------	-------------------------

O valor da densidade de corrente, que indica a capacidade de corrente por unidade de área, depende dos condutores utilizados nos enrolamentos, tipicamente utiliza-se 450.

$B_{\text{max}} = 0.3$	[T]	[Densidade de fluxo máximo]
------------------------	-----	-----------------------------

Para núcleos de ferrite usuais o valor de  $B_{\text{max}}$  fica em torno de 0,3T (este valor é devido à curva de magnetização do material magnético).

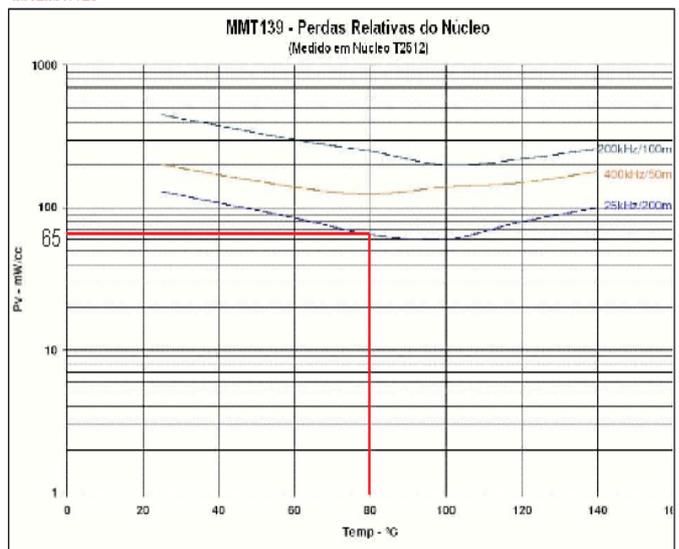
$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	[Tm/A]	[Permeabilidade do ar]
$\rho_c = 1$	[Ω·m]	[Resistividade do núcleo 0.8 para IP12R, para núcleos melhores é próximo de 1]
$\rho_w = 2.3 \cdot 10^{-8}$	[Ω·m]	[Resistividade do cobre p/ 100°C]

Valores extraídos próximo ao ponto de operação do conversor. Para posterior utilização na estimativa de perdas do magnético

$P_v = 65 \cdot 10^{-3}$	[W/cm <sup>3</sup> ]	[Perdas relativas do núcleo @80°C Datasheet]
$f_n = 25 \cdot 10^3$	[Hz]	[Frequencia de operação do núcleo, Datasheet]
$B_n = 0.39$	[T]	[Densidade de fluxo do núcleo, Datasheet]



Material – 139 e 140



## Amplitude das harmônicas de corrente

$n := 1..5$  (Numero de harmônicos)

$$I_{mn_n} := \left| \Delta I_L \left[ \frac{\text{sinc}(n \cdot \pi \cdot D_{\text{max}})}{n \cdot \pi \cdot (1 - D_{\text{max}})} \right] \right| = \mathbf{I}_{mn} = \mathbf{I}$$

Obs.: O primeiro índice do vetor é zero

$$I_{mn} := \begin{pmatrix} 0 \\ 0.9478 \\ 0.2813 \\ 0.04317 \\ 0.04141 \\ 0.04693 \end{pmatrix}$$

## 2 - Escolha do fio:

Converção do diâmetro para AWG

$\pi := 3.141592654$

```
AWG(Diametro_fio) := | r ← 50
                    | while Diametro_fio ≥  $\frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}}$ 
                    |   r ← r - 1
                    | r
```

Efeito pelicular sobre os enrolamentos:

*A utilização de condutores em altas frequências deve levar em conta o efeito pelicular (skin effect). É sabido que, a medida que a frequência aumenta, a corrente no interior de um condutor tende se distribuir pela periferia, ou seja, existe maior densidade de corrente nas bordas e menor na região central. Esse efeito causa uma redução na área efetiva do condutor. Em outras palavras, o efeito pelicular atua de maneira a limitar a área máxima do condutor a ser empregado.*

$$\delta := \frac{7.6328}{\sqrt{f}} = 0.034 \quad [\text{Profundidade de penetração}]$$

$$\text{Diametro\_máximo} := 2 \cdot \delta = 0.068 \quad [\text{cm}]$$

*Otimizando o valor do diâmetro máximo para minimizar as perdas, é utilizado somente 37% deste valor (fator de aproximação e enfilamento das espiras) [Ver o livro do Keith Billings: 1999, Switchmode Power Supply Handbook, 2 ed., McGraw-Hill]. Logo o seu valor será:*

$$\text{Diametro\_otimo} := 2 \cdot \delta \cdot 0.37 = 0.025 \quad [\text{cm}]$$

$$\text{AWG}(\text{Diametro\_otimo}) = 30 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG\_utilizado} := \text{AWG}(\text{Diametro\_otimo})$$

$$\text{AWG\_utilizado} = 30 \quad [\text{AWG}]$$

$\text{AWG\_utilizado} := 22$  <<<< REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO

Diâmetro máximo do fio sem isolamento em centímetros:

$$D_i := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-\text{AWG}_{\text{utilizado}}}{20}} \quad D_i = 0.064 \quad [\text{cm}]$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio\_pelicular}} := \pi \cdot \left( \frac{D_i}{2} \right)^2 = 3.239 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{\text{Cu}} := \frac{I_{\text{rms}}}{J} = 0.023 \quad [\text{cm}^2]$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$\frac{A_{\text{Cu}}}{S_{\text{fio\_pelicular}}} = 7.03$$

$$N_{\text{fios}} := \text{ceil} \left( \frac{A_{\text{Cu}}}{S_{\text{fio\_pelicular}}} \right) = 8$$

$$A_{\text{PCu}} := \frac{A_{\text{Cu}}}{N_{\text{fios}}} = 2.846 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Densidade de corrente final:

$$J_{\text{final}} := \frac{I_{\text{rms}}}{S_{\text{fio\_pelicular}} \cdot N_{\text{fios}}} = 307.546 \quad [\text{A/cm}^2]$$

*Fio a ser utilizado*

$$\text{AWG}_{\text{utilizado}} = 22 \quad N_{\text{fios}} = 8$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{i\_iso} := D_i + 0.028 \cdot \sqrt{D_i} = 0.071 \quad [\text{cm}]$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio\_iso}} := \pi \cdot \left( \frac{D_{i\_iso}}{2} \right)^2 = 3.995 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

### 3 - Escolha do núcleo:

$$A_e A_w := \frac{L \cdot I_{\text{rms}} \cdot I_{\text{peak}} \cdot 10^4}{K_w \cdot J \cdot B_{\text{max}}}$$

$$A_e A_w = 2.647 \quad [\text{cm}^4]$$


---

**ESCOLHA O MODELO DO NUCLEO**

nucleo := "EE4220\_Mag"

<--- Desabilitar a coluna que não foi escolhido o núcleo.

$\begin{pmatrix} Ae \\ Aw \\ Ve \\ AeAw \\ \mu_{rc} \\ l_t \\ l_e \\ D \end{pmatrix} :=$	$\begin{pmatrix} 0.161 \\ 0.3381 \\ 0.493 \\ 0.0544 \\ 1353 \\ 2.8 \\ 3.07 \\ 0.46 \end{pmatrix}$	if nucleo = "EE13_Thor"
	$\begin{pmatrix} 0.31 \\ 0.26 \\ 1.34 \\ 0.08 \\ 1208 \\ 3.8 \\ 4.3 \\ 0.63 \end{pmatrix}$	if nucleo = "EE20_Thor"
	$\begin{pmatrix} 0.392 \\ 0.855 \\ 1.935 \\ 0.336 \\ 1694.5 \\ 4.6 \\ 4.93 \\ 0.66 \end{pmatrix}$	if nucleo = "EE25_Thor"
	$\begin{pmatrix} 0.86 \\ 0.7 \\ 4.24 \\ 0.6 \\ 1503 \\ 4.7 \\ 4.93 \\ 0.63 \end{pmatrix}$	if nucleo = "EE28_Thor"
	$\begin{pmatrix} 0.6 \\ 1.19 \\ 4 \\ 0.7 \\ 1604 \\ 5.6 \\ 6.7 \\ 0.97 \end{pmatrix}$	if nucleo = "EE30/07_Thor"
	$\begin{pmatrix} 1.22 \\ 1.19 \\ 8.174 \\ 1.45 \\ 1750 \\ 6.7 \\ 6.7 \\ 0.97 \end{pmatrix}$	if nucleo = "EE30/14_Thor"
	$\begin{pmatrix} 1.81 \\ 1.57 \\ 17.6 \\ 2.84 \\ 1719 \\ 8.7 \\ 9.7 \\ 1.48 \end{pmatrix}$	if nucleo = "EE42/15_Thor"
	$\begin{pmatrix} 2.4 \\ 1.57 \\ 23.3 \\ 3.77 \\ 1794 \\ 10.5 \\ 9.7 \\ 1.48 \end{pmatrix}$	if nucleo = "EE42/20_Thor"
	$\begin{pmatrix} 3.54 \\ 2.5 \\ 42.5 \\ 8.85 \\ 1759 \\ 11.6 \\ 12 \\ 1.85 \end{pmatrix}$	if nucleo = "EE55/21_Thor"

$\begin{pmatrix} Ae \\ Aw \\ Ve \\ AeAw \\ \mu_{rc} \\ l_t \\ l_e \\ D \end{pmatrix} :=$	$\begin{pmatrix} 0.31 \\ 0.48 \\ 0.827 \\ 0.145 \\ 1750 \\ 3.8 \\ 4.3 \\ 0.63 \end{pmatrix}$	if nucleo = "EE2005_Mag"
	$\begin{pmatrix} 0.52 \\ 0.87 \\ 1.748 \\ 0.452 \\ 1750 \\ 5.2 \\ 5.75 \\ 0.87 \end{pmatrix}$	if nucleo = "EE2507_Mag"
	$\begin{pmatrix} 0.6 \\ 1.19 \\ 2.45 \\ 0.714 \\ 1750 \\ 5.6 \\ 6.7 \\ 0.97 \end{pmatrix}$	if nucleo = "EE3007_Mag"
	$\begin{pmatrix} 1.22 \\ 1.19 \\ 8.174 \\ 1.45 \\ 1750 \\ 6.7 \\ 6.7 \\ 0.97 \end{pmatrix}$	if nucleo = "EE3014_Mag"
	$\begin{pmatrix} 1.53 \\ 1.7 \\ 6.164 \\ 2.6 \\ 1750 \\ 7 \\ 7.9 \\ 1.1 \end{pmatrix}$	if nucleo = "EE4012_Mag"
	$\begin{pmatrix} 2.4 \\ 2.56 \\ 12.69 \\ 6.14 \\ 1750 \\ 10.5 \\ 9.7 \\ 1.5 \end{pmatrix}$	if nucleo = "EE4220_Mag"
	$\begin{pmatrix} 4.22 \\ 3.756 \\ 28.84 \\ 15.85 \\ 1750 \\ 12 \\ 12 \\ 1.9 \end{pmatrix}$	if nucleo = "EE5525_Mag"
	$\begin{pmatrix} 5.32 \\ 5.37 \\ 44.5 \\ 28.568 \\ 1750 \\ 14.8 \\ 14.7 \\ 2.2 \end{pmatrix}$	if nucleo = "EE6527_Mag"

$A_e = 2.4$	[cm <sup>2</sup> ]	[Área da seção]
$A_w = 2.56$	[cm <sup>2</sup> ]	[Área da janela]
$V_e = 12.69$	[cm <sup>3</sup> ]	[Volume efetivo]
$A_e A_w = 6.14$	[cm <sup>4</sup> ]	[Produto da área do núcleo]
$\mu_{rc} = 1750$		[Permeabilidade relativa]
$l_t = 10.5$	[cm]	[Comprimento médio de uma espira]
$l_e = 9.7$	[cm]	[Comprimento efetivo]
$D = 1.5$	[cm]	[Comprimento da janela]

---

O número de espiras do indutor deve ser:

$$NL := \frac{L \cdot I_{L_{peak}} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{max}}$$

$$NL = 19.376 \quad [\text{espiras}]$$

$$\underline{\underline{NL}} := \text{floor}(NL)$$

Para o projeto assume-se:

$$NL = 19 \quad [\text{espiras}]$$

O entreferro deve ser ajustado em:

$$l_g := \frac{\mu_0 \cdot NL^2 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L}$$

$$l_g = 0.072 \quad [\text{cm}]$$

Para encontrar o número de camadas de fios no carretel, deve-se considerar o diâmetro do cobre como todo, através da sua área.

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$D_e := \sqrt{\frac{(A_{Cu} \cdot 4)}{\pi}} = 0.17 \quad [\text{cm}]$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{e\_iso} := D_e + N_{\text{fios}} \cdot 0.028 \cdot \sqrt{D_e} = 0.263 \quad [\text{cm}]$$

$$N_{\text{camadas}} := \frac{2D}{D_{e\_iso}} = 11.42 \quad [\text{Numero de fios por camada}]$$

$$N_1 := \frac{NL}{N_{\text{camadas}}} = 1.664 \quad [\text{Numero de camadas}]$$

#### 4 - Possibilidade de execução:

Possibilidade de execução (menor ou igual 0.4):

$$A_{Cu\_isol} := S_{fio\_iso} \cdot NL \cdot N_{\text{fios}}$$

$$A_{Cu\_isol} = 0.607 \quad [\text{cm}^2]$$

$$k_u := \frac{A_{Cu\_isol}}{A_w} \quad k_u = 0.237$$

$$\text{Possibilidade} := \begin{cases} \text{"OK"} & \text{if } k_u < 0.4 \\ \text{"Núcleo muito pequeno ! Escolha outro!"} & \text{if } k_u \geq 0.4 \end{cases}$$

O fator  $k_u$  é menor 0.4, possibilitando a sua construção do indutor.

## 5 - Perdas no indutor:

nucleo = "EE4220_Mag"		[Nucleo utilizado]
Ae = 2.4	[cm <sup>2</sup> ]	[Área da seção]
Aw = 2.56	[cm <sup>2</sup> ]	[Área da janela]
Ve = 12.69	[cm <sup>3</sup> ]	[Volume efetivo]
AeAw = 6.14	[cm <sup>4</sup> ]	[Produto da área do núcleo]
$\mu_{rc} = 1.75 \times 10^3$		[Permeabilidade relativa]
lt = 10.5	[cm]	[Comprimento médio de uma espira]
le = 9.7	[cm]	[Comprimento efetivo]

### 5.1 Perdas no Núcleo

$$\Delta B := \frac{B_{\max} \cdot \Delta I_L}{I_{\text{peak}}} = 0.078 \quad [ \text{T} ] \quad [\text{Variação da densidade de fluxo}]$$

$$B_m := \frac{\Delta B}{2} = 0.039 \quad [ \text{T} ] \quad [\text{Valor de pico da variação da densidade}]$$

$$\alpha := \frac{P_v}{f_n \cdot (B_m)^2} = 17.094 \times 10^{-6} \quad [\text{Coeficiente de perdas do magnético - APROXIMAÇÃO}]$$

valores obtidos da curva da frequência

$$K_H := \frac{4}{\mu_{rc} \cdot \mu_0} = \dots$$

$$K_E := \frac{(\pi \cdot Ae) \cdot 10^{-4}}{4 \cdot \rho_c} = 188.496 \times 10^{-6} \quad [\text{Coeficiente de perdas por correntes parasitas}]$$

$$P_H := B_m^2 \cdot \alpha \cdot f \cdot V_e = 0.017 \quad [ \text{W} ] \quad [\text{Perdas por histerese}]$$

$$P_E := B_m^2 \cdot K_E \cdot f^2 \cdot V_e \cdot 10^{-6} = 9.157 \times 10^{-3} \quad [ \text{W} ] \quad [\text{Perdas por correntes parasitas}]$$

$$P_n := P_H + P_E = 0.026 \quad [ \text{W} ] \quad [\text{Perdas do núcleo}]$$

## 5.2 Perdas no Cobre CC

Formula obtida da pág 164 do livro Kazimierczuk, High-Frequency Magnetic Components, second edition - 2014

### 5.2.1 Tamanho do Condutor

$$l_w := NL \cdot l_t = 199.5 \quad [\text{cm}]$$

### 5.2.2 Resistência do Condutor

$$R_{wcc} := \frac{\rho_w}{N_{\text{fios}}} \cdot \frac{4 \cdot l_w \cdot 10^{-2}}{\pi \cdot (D_i \cdot 10^{-2})^2} = 17.706 \times 10^{-3} \quad [\Omega]$$

### 5.2.3 Potência Dissipada CC pelo Enrolamento

Equacionamento obtido do artigo publicado na IET Power Electronics em 2010 por Kondrath e Kazimierczuk "Inductor winding loss owing to skin and proximity effects including harmonics in non-isolated pulse-width modulated dc-dc converters operating in continuous conduction mode"

As perdas CC ( $P_{wcc}$ ) são dependentes da resistência ( $R_{wcc}$ ) com o quadrado da corrente que passa pelo indutor. As perdas são aumentadas com o aumento da corrente no indutor.

$$P_{wcc} := I_{cc}^2 \cdot R_{wcc} = 1.116 \quad [\text{W}]$$

## 5.3 Perdas CA no Cobre

As perdas CA ( $P_{wca}$ ) são independentes da corrente no indutor e são proporcional a variação da corrente no indutor ( $\Delta i_L$ ).

### 5.3.1 Amplitude das Harmônicas da Corrente do Indutor

$$d_p := 0.8 \quad (\text{di} / p) \quad (\text{Diametro do enrolamento sem isolante} / \text{distância centro a centro dos enrolamentos "valor do artigo"})$$

### 5.3.2 Dimensão do Enrolamento Normalizado

$$A_{ww} := \left(\frac{\pi}{4}\right)^{\frac{3}{4}} \cdot \left(\frac{D_i}{\delta}\right) \cdot \sqrt{d_p} = 1.404$$

### 5.3.3 Fator Efeito Skin

$$F_{RS_n} := \frac{(\sinh(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}) + \sin(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}))}{\cosh(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}) - \cos(2 \cdot A \cdot \sqrt{n})} = \dots$$

### 5.3.4 Fator Efeito Proximidade

$$F_{RP_n} := \frac{(\sinh(A \cdot \sqrt{n}) - \sin(A \cdot \sqrt{n}))}{\cosh(A \cdot \sqrt{n}) + \cos(A \cdot \sqrt{n})} = \dots$$

### 5.3.5 Fator da Resistência do Enrolamento

$$F_{Rn_n} := A \cdot \sqrt{n} \cdot \left[ F_{RS_n} + 2 \cdot (N_l^2 - 1) \cdot \frac{F_{RP_n}}{3} \right] = \dots$$

$$R_{\text{eff}} := \frac{\left[ \Pi_{cc}^2 + \left( \frac{1}{2} \right) \cdot \sum_{n=1}^5 (F_{Rn_n} \cdot I_{mn_n}) \right]}{\Pi_{\text{rms}}^2} \cdot R_{\text{wcc}} = 0.066 \quad [\Omega] \quad \text{Resistência efetiva do indutor para a componente CC e CA}$$

### 5.3.8 Perdas no Enrolamento

$$P_w := \left[ \Pi_{cc}^2 + \left( \frac{1}{2} \right) \cdot \sum_{n=1}^5 (F_{Rn_n} \cdot I_{mn_n}) \right] \cdot R_{\text{wcc}} = 4.214 \quad [W]$$

### 5.3.9 Perdas Totais no Indutor

$$P_t := (P_w + P_n) = 4.24 \quad [W] \quad P_{\text{wcc}} = 1.116$$

$$P_{\text{wca}} := P_t - P_{\text{wcc}} = 3.124 \times 10^0 \quad [W] \quad \text{Perdas da componente CA no enrolamento}$$

## 6 - Resumo do indutor:

nucleo = "EE4220_Mag"	[Nucleo utilizado]
NL = 19	[Número de espiras]
AWG_utilizado = 22	[AWG] [Tipo de Fio]
N_fios = 8	[Número de fios em paralelo]
lg = 0.072	[cm] [Gap]
ku = 0.237	[Possibilidade de execução ku<0.4]

Possibilidade = "OK"

$J_{\text{final}} = 307.546$	[A/cm <sup>2</sup> ]	[Densidade final de corrente]
$B_{\text{max}} = 0.3$	[T]	[Densidade máxima de fluxo]
$P_{\text{H}} = 0.017$	[W]	[Perdas por histerese no núcleo]
$P_{\text{E}} = 9.157 \times 10^{-3}$	[W]	[Perdas por corrente parasitas no núcleo]
$P_{\text{n}} = 0.026$	[W]	[Perdas totais no núcleo]
$P_{\text{wcc}} = 1.116$	[W]	[Perdas CC no cobre ]
$P_{\text{wca}} = 3.124$	[W]	[Perdas CA no cobre ]
$P_{\text{w}} = 4.214$	[W]	[Perdas totais no cobre]
$P_{\text{t}} = 4.24$	[W]	[Perdas totais no indutor]

$$P_{\text{o}} := 88.69$$

$$P_{\text{D7}_8} := 0.905$$

$$P_{\text{D5}_6} := 0.388$$

$$P_{\text{mosfet}} := 0.773$$

$$P_{\text{ponte}} := 0.301$$

$$P_{\text{Lin}} := 0.075$$

$$P_{\text{conv}} := 2P_{\text{t}} + P_{\text{D7}_8} + P_{\text{D5}_6} + P_{\text{mosfet}} + P_{\text{ponte}} + P_{\text{Lin}} = 10.922$$

$$R_{\text{end}} := \frac{P_{\text{o}}}{P_{\text{o}} + P_{\text{conv}}} = 0.89$$

$$a := (9.18 + 9.14) \cdot 2 = 36.64$$

$$b := (20.4 + 18.19) \cdot 2 = 77.18$$

$$c := \frac{a + b}{2} = 56.91$$

$$d := \text{ceil} \left[ \frac{(c \cdot \text{NL}) + 100}{1000} \right] = 2$$

$$\frac{(c \cdot \text{NL})}{1000} = 1.081$$

## APENDICE B- DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR $L_R$

### Dimensionamento de Indutor $L_R$

Desenvolvida por: Edilson Mineiro

#### 1 - Especificações:

$L_{\omega} := 1.7 \times 10^{-6}$	[H]	[Indutância]
$I_{\text{peak}} := 8.88$	[A]	[Valor de pico da corrente]
$\Delta I_L := 12.29$	[A]	[Variação da corrente]
$I_{\text{rms}} := 3.84$	[A]	[Valor eficaz da corrente]
$I_{\text{cc}} := 0$	[A]	[Valor médio de corrente]
$f := 50 \cdot 10^3$	[Hz]	[Frequencia de operação]
$K_w := 0.4$		[Fator de utilização da área do enrolamento]

Sendo os fios com uma geometria circular, os enrolamentos ocupam apenas uma determinada área da janela disponível conforme pode ser observado na Figura abaixo. Desta forma faz-se necessário definir uma constante  $k_w$  denominada "fator de ocupação do cobre dentro do carretei"

$J := 320$	[A/cm <sup>2</sup> ]	[Densidade de corrente]
------------	----------------------	-------------------------

O valor da densidade de corrente, que indica a capacidade de corrente por unidade de área, depende dos condutores utilizados nos enrolamentos, tipicamente utiliza-se 450.

$B_{\text{max}} := 0.1$	[T]	[Densidade de fluxo maximo]
-------------------------	-----	-----------------------------

Para núcleos de ferrite usuais o valor de  $B_{\text{max}}$  fica em torno de 0,3T (este valor é devido à curva de magnetização do material magnético.

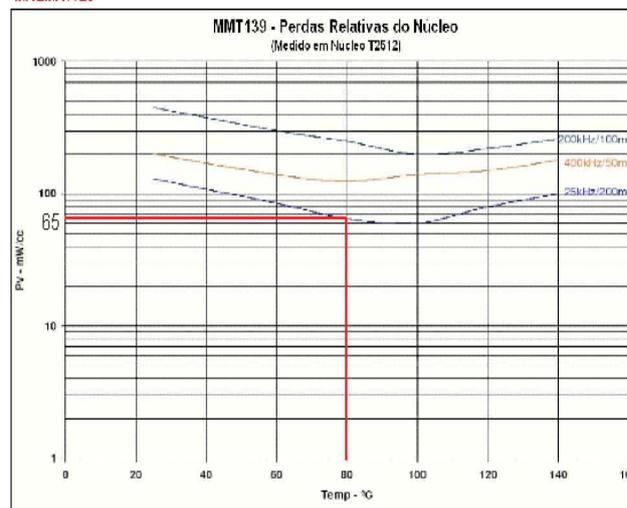
$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	[Tm/A]	[Permeabilidade do ar]
$\rho_c := 1$	[ $\Omega \cdot \text{m}$ ]	[Resistividade do núcleo 0.8 para IP12R, para núcleos melhores é próximo de 1]
$\rho_w := 2.3 \cdot 10^{-8}$	[ $\Omega \cdot \text{m}$ ]	[Resistividade do cobre p/ 100°C]

Valores extraídos próximo ao ponto de operação do conversor. Para posterior utilização na estimativa de perdas do magnético

$P_v := 65 \cdot 10^{-3}$	[W/cm <sup>3</sup> ]	[Perdas relativas do núcleo @80°C Datasheet]
$f_n := 25 \cdot 10^3$	[Hz]	[Frequencia de operação do núcleo, Datasheet]
$B_n := 0.39$	[T]	[Densidade de fluxo do núcleo, Datasheet]



Material – 139 e 140



## Amplitude das harmônicas de corrente

$n := 1..5$  (Numero de harmônicos)

$$I_{mn} := \left| \Delta I_L \cdot \left[ \frac{\text{sinc}(n \cdot \pi \cdot D_{\text{max}})}{n \cdot \pi \cdot (1 - D_{\text{max}})} \right] \right| = \mathbf{I}_{mn} = \mathbf{I}$$

Valores das harmônicas dependente de  $\Delta I_L$  para os conversores BUCK, BUCK-BOOST e BOOST!!!

Obs.: O primeiro índice do vetor é zero

$$I_{mn} := \begin{pmatrix} 0 \\ 4.2239 \\ 1.3547 \\ 0.9308 \\ 0.6251 \\ 0.5651 \end{pmatrix}$$

Valores de amplitude das harmônicas da corrente no indutor obtido através da FFT. Obs. NÃO USE VALOR EFICAZ (RMS)

## 2 - Escolha do fio:

Conversão do diâmetro para AWG

$\pi := 3.141592654$

```
AWG(Diametro_fio) :=  $\left\{ \begin{array}{l} r \leftarrow 50 \\ \text{while } \text{Diametro\_fio} \geq \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}} \\ \quad r \leftarrow r - 1 \\ r \end{array} \right.$ 
```

Efeito pelicular sobre os enrolamentos:

*A utilização de condutores em altas frequências deve levar em conta o efeito pelicular (skin effect). É sabido que, a medida que a frequência aumenta, a corrente no interior de um condutor tende se distribuir pela periferia, ou seja, existe maior densidade de corrente nas bordas e menor na região central. Esse efeito causa uma redução na área efetiva do condutor. Em outras palavras, o efeito pelicular atua de maneira a limitar a área máxima do condutor a ser empregado.*

$$\delta := \frac{7.6328}{\sqrt{f}} = 0.034 \quad [\text{Profundidade de penetração}]$$

$$\text{Diametro\_m\u00e1ximo} := 2 \cdot \delta = 0.068 \quad [\text{cm}]$$

Otimizando o valor do di\u00e2metro m\u00e1ximo para minimizar as perdas, \u00e9 utilizado somente 37% deste valor (fator de aproxima\u00e7\u00e3o e enpilhamento das espiras) [Ver o livro do Keith Billings: 1999, Switchmode Power Supply Handbook, 2 ed., McGraw-Hill]. Logo o seu valor ser\u00e1:

$$\text{Diametro\_otimo} := 2 \cdot \delta \cdot 0.37 = 0.025 \quad [\text{cm}]$$

$$\text{AWG}(\text{Diametro\_otimo}) = 30 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG\_utilizado} := \text{AWG}(\text{Diametro\_otimo})$$

$$\text{AWG\_utilizado} = 30 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG\_utilizado} := 24 \quad \llll \text{REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO}$$

Di\u00e2metro m\u00e1ximo do fio sem isolamento em cent\u00edmetros:

$$D_i := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-\text{AWG\_utilizado}}{20}} \quad D_i = 0.051 \quad [\text{cm}]$$

Sec\u00e7\u00e3o do fio sem isolamento em cent\u00edmetros quadrados

$$S_{\text{fio\_pelicular}} := \pi \cdot \left(\frac{D_i}{2}\right)^2 = 2.044 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{\text{Cu}} := \frac{I_{\text{rms}}}{J} = 0.012 \quad [\text{cm}^2]$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$\frac{A_{\text{Cu}}}{S_{\text{fio\_pelicular}}} = 5.871$$

$$N_{\text{fios}} := \text{ceil}\left(\frac{A_{\text{Cu}}}{S_{\text{fio\_pelicular}}}\right) = 6$$

$$A_{\text{PCu}} := \frac{A_{\text{Cu}}}{N_{\text{fios}}} = 2 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Densidade de corrente final:

$$J_{\text{final}} := \frac{I_{\text{rms}}}{S_{\text{fio\_pelicular}} \cdot N_{\text{fios}}} = 313.128 \quad [\text{A/cm}^2]$$

*Fio a ser utilizado*

$$\text{AWG\_utilizado} = 24 \quad N_{\text{fios}} = 6$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{i\_iso} := D_i + 0.028 \cdot \sqrt{D_i} = 0.057 \quad [\text{cm}]$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio\_iso}} := \pi \cdot \left( \frac{D_{i\_iso}}{2} \right)^2 = 2.582 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

### 3 - Escolha do núcleo:

$$A_e A_w := \frac{L \cdot I_{\text{rms}} \cdot I_{\text{peak}} \cdot 10^4}{K_w \cdot J \cdot B_{\text{max}}}$$

$$A_e A_w = 0.045 \quad [\text{cm}^4]$$

**ESCOLHA O MODELO DO NUCLEO**

nucleo := "EE2005\_Mag"

<... Desabilitar a coluna que não foi escolhido o núcleo.

Ae	0.161	
Aw	0.3381	
Ve	0.493	
AeAw	0.0544	if nucleo = "EE13_Thor"
H <sub>rc</sub>	1353	
l <sub>t</sub>	2.8	
l <sub>e</sub>	3.07	
D	0.46	
	0.31	
	0.26	
	1.34	
	0.08	if nucleo = "EE20_Thor"
	1208	
	3.8	
	4.3	
	0.63	
	0.392	
	0.855	
	1.935	
	0.336	if nucleo = "EE25_Thor"
	1694.5	
	4.6	
	4.93	
	0.66	
	0.86	
	0.7	
	4.24	
	0.6	if nucleo = "EE28_Thor"
	1503	
	4.7	
	4.93	
	0.63	
	0.6	
	1.19	
	4	
	0.7	if nucleo = "EE30/07_Thor"
	1604	
	5.6	
	6.7	
	0.97	
	1.22	
	1.19	
	8.174	
	1.45	if nucleo = "EE30/14_Thor"
	1750	
	6.7	
	6.7	
	0.97	
	1.81	
	1.57	
	17.6	
	2.84	if nucleo = "EE42/15_Thor"
	1719	
	8.7	
	9.7	
	1.48	
	2.4	
	1.57	
	23.3	
	3.77	if nucleo = "EE42/20_Thor"
	1794	
	10.5	
	9.7	
	1.48	
	3.54	
	2.5	
	42.5	
	8.85	if nucleo = "EE55/21_Thor"
	1759	
	11.6	
	12	
	1.85	

$$\begin{pmatrix} A_e \\ A_w \\ V_e \\ A_e A_w \\ \mu_{rc} \\ I_t \\ I_e \\ D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.31 \\ 0.48 \\ 0.827 \\ 0.145 \\ 1750 \\ 3.8 \\ 4.3 \\ 0.63 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE2005_Mag"} \\
 \begin{pmatrix} 0.52 \\ 0.87 \\ 1.748 \\ 0.452 \\ 1750 \\ 5.2 \\ 5.75 \\ 0.87 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE2507_Mag"} \\
 \begin{pmatrix} 0.6 \\ 1.19 \\ 2.45 \\ 0.714 \\ 1750 \\ 5.6 \\ 6.7 \\ 0.97 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE3007_Mag"} \\
 \begin{pmatrix} 1.22 \\ 1.19 \\ 8.174 \\ 1.45 \\ 1750 \\ 6.7 \\ 6.7 \\ 0.97 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE3014_Mag"} \\
 \begin{pmatrix} 1.53 \\ 1.7 \\ 6.164 \\ 2.6 \\ 1750 \\ 7 \\ 7.9 \\ 1.1 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE4012_Mag"} \\
 \begin{pmatrix} 2.4 \\ 2.56 \\ 12.69 \\ 6.14 \\ 1750 \\ 10.5 \\ 9.7 \\ 1.5 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE4220_Mag"} \\
 \begin{pmatrix} 4.22 \\ 3.756 \\ 28.84 \\ 15.85 \\ 1750 \\ 12 \\ 12 \\ 1.9 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE5525_Mag"} \\
 \begin{pmatrix} 5.32 \\ 5.37 \\ 44.5 \\ 28.568 \\ 1750 \\ 14.8 \\ 14.7 \\ 2.2 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE6527_Mag"}$$

$A_e = 0.31$	[cm <sup>2</sup> ]	[Área da seção]
$A_w = 0.48$	[cm <sup>2</sup> ]	[Área da janela]
$V_e = 0.827$	[cm <sup>3</sup> ]	[Volume efetivo]
$A_e A_w = 0.145$	[cm <sup>4</sup> ]	[Produto da área do núcleo]
$\mu_{rc} = 1750$		[Permeabilidade relativa]
$l_t = 3.8$	[cm]	[Comprimento médio de uma espira]
$l_e = 4.3$	[cm]	[Comprimento efetivo]
$D = 0.63$	[cm]	[Comprimento da janela]

---

O número de espiras do indutor deve ser:

$$NL := \frac{L \cdot 10^4}{\mu_{rc} \cdot A_e \cdot B_{\max}}$$

$$NL = 4.87 \quad [\text{espiras}]$$

$$NL_{\text{floor}} := \text{floor}(NL)$$

Para o projeto assume-se:

$$NL = 4 \quad [\text{espiras}]$$

O entreferro deve ser ajustado em:

$$l_g := \frac{\mu_0 \cdot NL^2 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L}$$

$$l_g = 0.037 \quad [\text{cm}]$$

Para encontrar o número de camadas de fios no carretel, deve-se considerar o diâmetro do cobre como todo, através da sua área.

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$D_e := \sqrt{\frac{A_{Cu}}{\pi}} = 0.124 \quad [\text{cm}]$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{e\_iso} := D_e + N_{\text{fios}} \cdot 0.028 \cdot \sqrt{D_e} = 0.183 \quad [\text{cm}]$$

$$N_{\text{camadas}} := \frac{2D}{D_{e\_iso}} = 6.898 \quad [\text{Numero de fios por camada}]$$

$$N_1 := \frac{NL}{N_{\text{camadas}}} = 0.58 \quad [\text{Numero de camadas}]$$

#### 4 - Possibilidade de execução:

Possibilidade de execução (menor ou igual 0.4):

$$A_{\text{Cu\_isol}} := S_{\text{fio\_iso}} \cdot NL \cdot N_{\text{fios}}$$

$$A_{\text{Cu\_isol}} = 0.062 \quad [\text{cm}^2]$$

$$k_u := \frac{A_{\text{Cu\_isol}}}{A_w} \quad k_u = 0.129$$

$$\text{Possibilidade} := \begin{cases} \text{"OK"} & \text{if } k_u < 0.4 \\ \text{"Núcleo muito pequeno ! Escolha outro!"} & \text{if } k_u \geq 0.4 \end{cases}$$

O fator  $k_u$  é menor 0.4, possibilitando a sua construção do indutor.

#### 5 - Perdas no indutor:

$$\text{nucleo} = \text{"EE2005\_Mag"} \quad [\text{Nucleo utilizado}]$$

$$A_e = 0.31 \quad [\text{cm}^2] \quad [\text{Área da seção}]$$

$$A_w = 0.48 \quad [\text{cm}^2] \quad [\text{Área da janela}]$$

$$V_e = 0.827 \quad [\text{cm}^3] \quad [\text{Volume efetivo}]$$

$$A_e A_w = 0.145 \quad [\text{cm}^4] \quad [\text{Produto da área do núcleo}]$$

$$\mu_{\text{rc}} = 1.75 \times 10^3 \quad [\text{Permeabilidade relativa}]$$

$$l_t = 3.8 \quad [\text{cm}] \quad [\text{Comprimento médio de uma espira}]$$

$$l_e = 4.3 \quad [\text{cm}] \quad [\text{Comprimento efetivo}]$$

## 5.1 Perdas no Núcleo

$$\Delta B := \frac{B_{\max} \cdot \Delta I_L}{I_{L_{\text{peak}}}} = 0.138 \quad [ \text{T} ] \quad [\text{Variação da densidade de fluxo}]$$

$$B_m := \frac{\Delta B}{2} = 0.069 \quad [ \text{T} ] \quad [\text{Valor de pico da variação da densidade}]$$

$$\alpha := \frac{P_v}{f_n \cdot (B_m)^2} = 17.094 \times 10^{-6} \quad [\text{Coeficiente de perdas do magnético - APROXIMAÇÃO}]$$

valores obtidos da curva da frequência

$$K_H := \frac{4}{\mu_{rc} \cdot \mu_0} = \dots$$

$$K_E := \frac{(\pi \cdot A_e) \cdot 10^{-4}}{4 \cdot \rho_c} = 24.347 \times 10^{-6} \quad [\text{Coeficiente de perdas por correntes parasitas}]$$

$$P_H := B_m^2 \alpha \cdot f \cdot V_e = 3.385 \times 10^{-3} \quad [ \text{W} ] \quad [\text{Perdas por histerese}]$$

$$P_E := B_m^2 K_E \cdot f^2 \cdot V_e \cdot 10^{-6} = 2.411 \times 10^{-4} \quad [ \text{W} ] \quad [\text{Perdas por correntes parasitas}]$$

$$P_n := P_H + P_E = 3.626 \times 10^{-3} \quad [ \text{W} ] \quad [\text{Perdas do núcleo}]$$

## 5.2 Perdas no Cobre CC

Formula obtida da pág 164 do livro Kazimierczuk, High-Frequency Magnetic Components, second edition - 2014

### 5.2.1 Tamanho do Condutor

$$l_w := N_L \cdot l_t = 15.2 \quad [\text{cm}]$$

### 5.2.2 Resistência do Condutor

$$R_{wcc} := \frac{\rho_w}{N_{\text{fios}}} \cdot \frac{4 \cdot l_w \cdot 10^{-2}}{\pi \cdot (D_i \cdot 10^{-2})^2} = 2.851 \times 10^{-3} \quad [ \Omega ]$$

### 5.2.3 Potência Dissipada CC pelo Enrolamento

**Equacionamento obtido do artigo publicado na IET Power Electronics em 2010 por Kondrath e Kazimierczuk "Inductor winding loss owing to skin and proximity effects including harmonics in non-isolated pulse-width modulated dc-dc converters operating in continuous conduction mode"**

As perdas CC ( $P_{wcc}$ ) são dependentes da resistência ( $R_{wcc}$ ) com o quadrado da corrente que passa pelo indutor. As perdas são aumentadas com o aumento da corrente no indutor.

$$P_{wcc} := I_{L_{cc}}^2 \cdot R_{wcc} = 0 \quad [W]$$

### 5.3 Perdas CA no Cobre

As perdas CA ( $P_{wca}$ ) são independentes da corrente no indutor e são proporcional a variação da corrente no indutor ( $\Delta i_L$ ).

#### 5.3.1 Amplitude das Harmônicas da Corrente do Indutor

$$dp := 0.8 \quad (d_i / p) \quad (\text{Diametro do enrolamento sem isolante / distância centro a centro dos enrolamentos "valor do artigo"})$$

#### 5.3.2 Dimensão do Enrolamento Normalizado

$$A_{wn} := \left(\frac{\pi}{4}\right)^{\frac{3}{4}} \cdot \left(\frac{D_i}{\delta}\right) \cdot \sqrt{dp} = 1.115$$

#### 5.3.3 Fator Efeito Skin

$$F_{RS_n} := \frac{(\sinh(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}) + \sin(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}))}{\cosh(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}) - \cos(2 \cdot A \cdot \sqrt{n})} = \dots$$

#### 5.3.4 Fator Efeito Proximidade

$$F_{RP_n} := \frac{(\sinh(A \cdot \sqrt{n}) - \sin(A \cdot \sqrt{n}))}{\cosh(A \cdot \sqrt{n}) + \cos(A \cdot \sqrt{n})} = \dots$$

#### 5.3.5 Fator da Resistência do Enrolamento

$$F_{Rn_n} := A \cdot \sqrt{n} \cdot \left[ F_{RS_n} + 2 \cdot (N_1^2 - 1) \cdot \frac{F_{RP_n}}{3} \right] = \dots$$

$$R_{\text{eff}} := \frac{\left[ I_{\text{cc}}^2 + \left( \frac{1}{2} \right) \right] \cdot \sum_{n=1}^5 (F_{Rn_n} \cdot I_{mn_n})}{I_{\text{rms}}^2} \cdot R_{\text{wcc}} = 0.001 \quad [\Omega] \quad \text{Resistência efetiva do indutor para a componente CC e CA}$$

### 5.3.8 Perdas no Enrolamento

$$P_w := \left[ I_{\text{cc}}^2 + \left( \frac{1}{2} \right) \right] \cdot \sum_{n=1}^5 (F_{Rn_n} \cdot I_{mn_n}) \cdot R_{\text{wcc}} = 0.012 \quad [\text{W}]$$

### 5.3.9 Perdas Totais no Indutor

$$P_t := (P_w + P_n) = 0.016 \quad [\text{W}] \quad P_{\text{wcc}} = 0$$

$$P_{\text{wca}} := P_t - P_{\text{wcc}} = 15.605 \times 10^{-3} \quad [\text{W}] \quad \text{Perdas da componente CA no enrolamento}$$

## 6 - Resumo do indutor:

nucleo = "EE2005_Mag"		[Nucleo utilizado]
NL = 4		[Número de espiras]
AWG_utilizado = 24	[AWG]	[Tipo de Fio]
N_fios = 6		[Número de fios em paralelo]
lg = 0.037	[cm]	[Gap]
ku = 0.129		[Possibilidade de execução ku<0.4]
Possibilidade = "OK"		
J_final = 313.128	[A/cm <sup>2</sup> ]	[Densidade final de corrente]
B_max = 0.1	[T]	[Densidade máxima de fluxo]
P_H = 3.385 × 10 <sup>-3</sup>	[W]	[Perdas por histerese no núcleo]
P_E = 2.411 × 10 <sup>-4</sup>	[W]	[Perdas por corrente parasitas no núcleo]
P_n = 3.626 × 10 <sup>-3</sup>	[W]	[Perdas totais no núcleo]
P_wcc = 0	[W]	[Perdas CC no cobre ]
P_wca = 0.016	[W]	[Perdas CA no cobre ]
P_w = 0.012	[W]	[Perdas totais no cobre]
P_t = 0.016	[W]	[Perdas totais no indutor]

$$P_o := 88.69$$

$$P_{D7\_8} := 0.905$$

$$P_{D5\_6} := 0.388$$

$$P_{\text{mosfet}} := 0.773$$

$$P_{\text{ponte}} := 0.301$$

$$P_{\text{Lin}} := 0.075$$

$$P_{\text{conv}} := 2P_t + P_{D7\_8} + P_{D5\_6} + P_{\text{mosfet}} + P_{\text{ponte}} + P_{\text{Lin}} = 2.473$$

$$R_{\text{end}} := \frac{P_o}{P_o + P_{\text{conv}}} = 0.973$$

$$a := (9.18 + 9.14) \cdot 2 = 36.64$$

$$b := (20.4 + 18.19) \cdot 2 = 77.18$$

$$c := \frac{a + b}{2} = 56.91$$

$$d := \text{ceil} \left[ \frac{(c \cdot \text{NL}) + 100}{1000} \right] = 1$$

$$\frac{(c \cdot \text{NL})}{1000} = 0.228$$